

Ref. 3

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
12 December 2002 (12.12.2002)

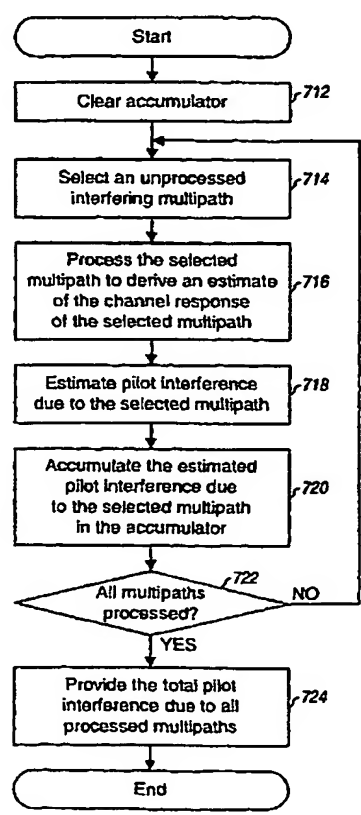
PCT

(10) International Publication Number
WO 02/099992 A1

- (51) International Patent Classification⁷: H04B 1/707
- (21) International Application Number: PCT/US02/18133
- (22) International Filing Date: 6 June 2002 (06.06.2002)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data:
60/296,259 6 June 2001 (06.06.2001) US
09/974,935 10 October 2001 (10.10.2001) US
- (71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED [US/US];
5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (US).
- (72) Inventors: LEVIN, Jeffrey, A.; 13063 Harwick Lane, San Diego, CA 92130 (US). WILBORN, Thomas, B.; 10765 Escobar Drive, San Diego, CA 92124 (US). BUTLER, Brian, K.; 2171 Via Nina, La Jolla, CA 92037 (US). BENDER, Paul, E.; 2879 Angell Avenue, San Diego, CA 92122 (US).
- (74) Agents: OGROD, Gregory, D. et al.; Qualcomm Incorporated, 5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (US).
- (81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
- (84) Designated States (*regional*): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW),

[Continued on next page]

(54) Title: METHOD AND APPARATUS FOR CANCELING PILOT INTERFERENCE IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM



(57) Abstract: Techniques for canceling pilot interference in a wireless (e.g., CDMA) communication system. In one method, a received signal comprised of a number of signal instances, each including a pilot, is initially processed to provide data samples. Each signal instance's pilot interference may be estimated by despreading the data samples with a spreading sequence for the signal instance, channelizing the despread data to provide pilot symbols, filtering the pilot symbols to estimate the channel response of the signal instance, and multiplying the estimated channel response with the spreading sequence to provide the estimated pilot interference. The pilot interference estimates due to all interfering multipaths are combined to derive the total pilot interference, which is subtracted from the data samples to provide pilot-canceled data samples. These samples are then processed to derive demodulated data for each of at least one (desired) signal instance in the received signal.

WO 02/099992 A1



Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM),
European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR,
GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI patent
(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR,
NE, SN, TD, TG).

Published:

— with international search report

— before the expiration of the time limit for amending the
claims and to be republished in the event of receipt of
amendments

*For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guid-
ance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the begin-
ning of each regular issue of the PCT Gazette.*

**METHOD AND APPARATUS FOR CANCELING PILOT INTERFERENCE
IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM**

[0001] This application claims the benefit of provisional U.S. Application Serial No. 60/296,259, entitled "METHOD AND APPARATUS FOR CANCELLATION OF MULTIPLE PILOT SIGNALS," filed June 6, 2001, which is incorporated herein by reference in its entirety for all purposes.

BACKGROUND

Field

[0002] The present invention relates generally to data communication, and more specifically to techniques for canceling interference due to pilots in a wireless (e.g., CDMA) communication system.

Background

[0003] Wireless communication systems are widely deployed to provide various types of communication such as voice, packet data, and so on. These systems may be based on code division multiple access (CDMA), time division multiple access (TDMA), or some other multiple access technique. CDMA systems may provide certain advantages over other types of systems, including increased system capacity. A CDMA system is typically designed to implement one or more standards, such as IS-95, cdma2000, IS-856, W-CDMA, and TS-CDMA standards, all of which are known in the art.

[0004] In some wireless (e.g., CDMA) communication systems, a pilot may be transmitted from a transmitter unit (e.g., a terminal) to a receiver unit (e.g., a base station) to assist the receiver unit perform a number of functions. For example, the pilot may be used at the receiver unit for synchronization with the timing and frequency of the transmitter unit, estimation of the channel response and the quality of the communication channel, coherent demodulation of data transmission, and so on. The pilot is typically generated based on a known data pattern (e.g., a sequence

of all zeros) and using a known signal processing scheme (e.g., channelized with a particular channelization code and spread with a known spreading sequence).

[0005] On the reverse link in a cdma2000 system, the spreading sequence for each terminal is generated based on (1) a complex pseudo-random noise (PN) sequence common to all terminals and (2) a scrambling sequence specific to the terminal. In this way, the pilots from different terminals may be identified by their different spreading sequences. On the forward link in cdma2000 and IS-95 systems, each base station is assigned a specific offset of the PN sequence. In this way, the pilots from different base stations may be identified by their different assigned PN offsets.

[0006] At the receiver unit, a rake receiver is often used to recover the transmitted pilot, signaling, and traffic data from all transmitter units that have established communication with the receiver unit. A signal transmitted from a particular transmitter unit may be received at the receiver unit via multiple signal paths, and each received signal instance (or multipath) of sufficient strength may be individually demodulated by the rake receiver. Each such multipath is processed in a manner complementary to that performed at the transmitter unit to recover the data and pilot received via this multipath. The recovered pilot has an amplitude and phase determined by, and indicative of, the channel response for the multipath. The pilot is typically used for coherent demodulation of various types of data transmitted along with the pilot, which are similarly distorted by the channel response. For each transmitter unit, the pilots for a number of multipaths for the transmitter unit are also used to combine demodulated symbols derived from these multipaths to obtain combined symbols having improved quality.

[0007] On the reverse link, the pilot from each transmitting terminal acts as interference to the signals from all other terminals. For each terminal, the aggregate interference due to the pilots transmitted by all other terminals may be a large percentage of the total interference experienced by this terminal. This pilot interference can degrade performance (e.g., a higher packet error rate) and further reduce the reverse link capacity.

[0008] There is therefore a need for techniques to cancel interference due to pilots in a wireless (e.g., CDMA) communication system.

SUMMARY

[0009] Aspects of the present invention provide techniques for estimating and canceling pilot interference in a wireless (e.g., CDMA) communication system. A received signal typically includes a number of signal instances (i.e., multipaths). For each multipath to be demodulated (i.e., each desired multipath), the pilots in all multipaths are interference to the data in the desired multipath. If the pilot is generated based on a known data pattern (e.g., a sequence of all zeros) and channelized with a known channelization code (e.g., a Walsh code of zero), then the pilot in an interfering multipath may be estimated as simply a spreading sequence with a phase corresponding to the arrival time of that multipath at the receiver unit. The pilot interference from each interfering multipath may be estimated based on the spreading sequence and an estimate of the channel response of that multipath (which may be estimated based on the pilot). The total pilot interference due to a number of interfering multipaths may be derived and subtracted from the received signal to provide a pilot-canceled signal having the pilot interference removed.

[0010] In one specific embodiment, a method for canceling pilot interference at a receiver unit (e.g., a base station) in a wireless (e.g., cdma2000) communication system is provided. In accordance with the method, a received signal comprised of a number of signal instances, each of which includes a pilot, is initially processed to provide data samples. The data samples are then processed to derive an estimate of the pilot interference due to each of one or more (interfering) signal instances, and the pilot interference estimates are further combined to derive the total pilot interference. The total pilot interference is then subtracted from the data samples to provide pilot-canceled data samples, which are further processed to derive demodulated data for each of at least one (desired) signal instance in the received signal.

[0011] The pilot interference due to each interfering signal instance may be estimated by (1) despread the data samples with a spreading sequence for the signal instance, (2) channelizing the despread samples with a pilot channelization code to provide pilot symbols, (3) filtering the pilot symbols to provide an estimated channel

response of the signal instance, and (4) multiplying the spreading sequence for the signal instance with the estimated channel response to provide the estimated pilot interference. The data demodulation for each desired multipath may be performed by (1) despreading the pilot-canceled data samples with the spreading sequence for the signal instance, (2) channelizing the despread samples with a data channelization code to provide data symbols, and (3) demodulating the data symbols to provide the demodulated data for the signal instance. For improved performance, the pilot estimation and cancellation may be performed at a sample rate that is higher than the PN chip rate.

[0012] Various aspects, embodiments, and features of the invention are described in further detail below.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0013] The features, nature, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

[0014] FIG. 1 is a diagram of a wireless communication system;

[0015] FIG. 2 is a simplified block diagram of an embodiment of a base station and a terminal;

[0016] FIG. 3 is a block diagram of an embodiment of a modulator for the reverse link in cdma2000;

[0017] FIG. 4 is a block diagram of an embodiment of a rake receiver;

[0018] FIG. 5 is a block diagram of a specific embodiment of a finger processor within the rake receiver, which is capable of estimating and canceling pilot interference in addition to performing data demodulation;

[0019] FIGS. 6A and 6B are diagrams that graphically illustrate the processing of the data samples to derive estimates of pilot interference, in accordance with a specific implementation of the invention;

[0020] FIG. 7 is a flow diagram of an embodiment of a process to derive the total pilot interference for a number of multipaths; and

[0021] FIG. 8 is a flow diagram of an embodiment of a process to data demodulate a number of multipaths with pilot interference cancellation.

DETAILED DESCRIPTION

[0022] FIG. 1 is a diagram of a wireless communication system 100 that supports a number of users and wherein various aspects and embodiments of the invention may be implemented. System 100 provides communication for a number of cells, with each cell being serviced by a corresponding base station 104. A base station is also commonly referred to as a base-station transceiver system (BTS), an access point, or a Node B. Various terminals 106 are dispersed throughout the system. Each terminal 106 may communicate with one or more base stations 104 on the forward and reverse links at any given moment, depending on whether or not the terminal is active and whether or not it is in soft handoff. The forward link (i.e., downlink) refers to transmission from the base station to the terminal, and the reverse link (i.e., uplink) refers to transmission from the terminal to the base station.

[0023] A signal transmitted from a terminal may reach a base station via one or multiple signal paths. These signal paths may include a straight path (e.g., signal path 110a) and reflected paths (e.g., signal path 110b). A reflected path is created when the transmitted signal is reflected off a reflection source and arrives at the base station via a different path than the line-of-sight path. The reflection sources are typically artifacts in the environment in which the terminal is operating (e.g., buildings, trees, or some other structures). The signal received by each antenna at the base station may thus comprise a number of signal instances (or multipaths) from one or more terminals.

[0024] In system 100, a system controller 102 (which is also often referred to as a base station controller (BSC)) couples to base stations 104, provides coordination and control for the base stations coupled to it, and further controls the routing of calls to terminals 106 via the coupled base stations. System controller 102 may further couple to a public switched telephone network (PSTN) via a mobile switching center

(MSC), and to a packet data network via a packet data serving node (PDSN), which are not shown in FIG. 1. System 100 may be designed to support one or more CDMA standards such as cdma2000, IS-95, IS-856, W-CDMA, TS-CDMA, some other CDMA standards, or a combination thereof. These CDMA standards are known in the art and incorporated herein by reference.

[0025] Various aspects and embodiments of the invention may be applied for the forward and reverse links in various wireless communication systems. For clarity, the pilot interference cancellation techniques are specifically described for the reverse link in a cdma2000 system.

[0026] FIG. 2 is a simplified block diagram of an embodiment of base station 104 and terminal 106. On the reverse link, at terminal 106, a transmit (TX) data processor 214 receives various types of "traffic" such as user-specific data from a data source 212, messages, and so on. TX data processor 214 then formats and codes the different types of traffic based on one or more coding schemes to provide coded data. Each coding scheme may include any combination of cyclic redundancy check (CRC), convolutional, Turbo, block, and other coding, or no coding at all. Interleaving is commonly applied when error correcting codes are used to combat fading. Other coding scheme may include automatic repeat request (ARQ), hybrid ARQ, and incremental redundancy repeat. Typically, different types of traffic are coded using different coding schemes. A modulator (MOD) 216 then receives pilot data and the coded data from TX data processor 214, and further processes the received data to generate modulated data.

[0027] FIG. 3 is a block diagram of an embodiment of a modulator 216a, which may be used for modulator 216 in FIG. 2. For the reverse link in cdma2000, the processing by modulator 216a includes covering the data for each of a number of code channels (e.g., traffic, sync, paging, and pilot channels) with a respective Walsh code, C_{ch} , by a multiplier 312 to channelize the user-specific data (packet data), messages (control data), and pilot data onto their respective code channels. The channelized data for each code channel may be scaled with a respective gain, G_i , by a unit 314 to control the relative transmit power of the code channels. The scaled data for all code channels for the inphase (I) path is then summed by a summer 316a to

provide I-channel data, and the scaled data for all code channels for the quadrature (Q) path is summed by a summer 316b to provide Q-channel data.

[0028] FIG. 3 also shows an embodiment of a spreading sequence generator 320 for the reverse link in cdma2000. Within generator 320, a long code generator 322 receives a long code mask assigned to the terminal and generates a long pseudo-random noise (PN) sequence with a phase determined by the long code mask. The long PN sequence is then multiplied with an I-channel PN sequence by a multiplier 326a to generate an I spreading sequence. The long PN sequence is also delayed by a delay element 324, multiplied with a Q-channel PN sequence by a multiplier 326b, decimated by a factor of two by element 328, and covered with a Walsh code ($C_s = +$) and further spread with the I spreading sequence by a multiplier 330 to generate a Q spreading sequence. The I-channel and Q-channel PN sequences form the complex short PN sequence used by all terminals. The I and Q spreading sequences form the complex spreading sequence, S_k , that is specific to the terminal.

[0029] Within modulator 216a, the I-channel data and the Q-channel data ($D_{chI} + jD_{chQ}$) are spread with the I and Q spreading sequences ($S_{kI} + jS_{kQ}$), via a complex multiply operation performed by a multiplier 340, to generate I spread data and Q spread data ($D_{spI} + jD_{spQ}$). The complex despreading operation may be expressed as:

$$\begin{aligned}
 D_{spI} + jD_{spQ} &= (D_{chI} + jD_{chQ}) \cdot (S_{kI} + jS_{kQ}) , \\
 &= (D_{chI}S_{kI} - D_{chQ}S_{kQ}) + j(D_{chI}S_{kQ} + D_{chQ}S_{kI}) .
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Eq

[0031] The I and Q spread data comprises the modulated data provided by modulator 216a.

[0032] The modulated data is then provided to a transmitter (TMTR) 218a and conditioned. Transmitter 218a is an embodiment of transmitter 218 in FIG. 2. The signal conditioning includes filtering the I and Q spread data with filters 352a and 352b, respectively, and upconverting the filtered I and Q data with $\cos(w_c t)$ and $\sin(w_c t)$, respectively, by multipliers 354a and 354b. The I and Q components from

multipliers 354a and 354b are then summed by a summer 356 and further amplified with a gain, G_o , by a multiplier 358 to generate a reverse link modulated signal.

[0033] Referring back to FIG. 2, the reverse link modulated signal is then transmitted via an antenna 220 and over a wireless communication link to one or more base stations.

[0034] At base station 104, the reverse link modulated signals from a number of terminals are received by each of one or more antennas 250. Multiple antennas 250 may be used to provide spatial diversity against deleterious path effect such as fading. As an example, for a base station that supports three sectors, two antennas may be used for each sector and the base station may then include six antennas. Any number of antennas may thus be employed at the base station.

[0035] Each received signal is provided to a respective receiver (RCVR) 252, which conditions (e.g., filters, amplifies, downconverts) and digitizes the received signal to provide data samples for that received signal. Each receive signal may include one or more signal instances (i.e., multipaths) for each of a number of terminals.

[0036] A demodulator (DEMOD) 254 then receives and processes the data samples for all received signals to provide recovered symbols. For cdma2000, the processing by demodulator 254 to recover a data transmission from a particular terminal includes (1) despreading the data samples with the same spreading sequence used to spread the data at the terminal, (2) channelizing the despread samples to isolate or channelize the received data and pilot onto their respective code channels, and (3) coherently demodulating the channelized data with a recovered pilot to provide demodulated data. Demodulator 254 may implement a rake receiver that can process multiple signal instances for each of a number of terminals, as described below.

[0037] A receive (RX) data processor 256 then receives and decodes the demodulated data for each terminal to recover the user-specific data and messages transmitted by the terminal on the reverse link. The processing by demodulator 254

and RX data processor 256 is complementary to that performed by modulator 214 and TX data processor 212, respectively, at the terminal.

[0038] FIG. 4 is a block diagram of an embodiment of a rake receiver 254a, which is capable of receiving and demodulating the reverse link modulated signals from a number of terminals 106. Rake receiver 254a includes one or more (L) sample buffers 408, one or more (M) finger processors 410, a searcher 412, and a symbol combiner 420. The embodiment in FIG. 4 shows all finger processor 410 coupled to the same symbol combiner 420.

[0039] Due to the multipath environment, the reverse link modulated signal transmitted from each terminal 106 may arrive at base station 104 via a number of signal paths (as shown in FIG. 1), and the received signal for each base station antenna typically comprises a combination of different instances of the reverse link modulated signal from each of a number of terminals. Each signal instance (or multipath) in a received signal is typically associated with a particular magnitude, phase, and arrival time (i.e., a time delay or time offset relative to CDMA system time). If the difference between the arrival times of the multipaths is more than one PN chip at the base station, then each received signal, $y_l(t)$, at the input to a respective receiver 252 may be expressed as:

$$[0040] \quad y_l(t) = \sum_j \sum_i p_{i,j,l}(t) x_j(t - \hat{\tau}_{i,j,l}) + n(t) \quad \text{Eq (2)}$$

[0041] where

[0042] $x_j(t)$ is the j -th reverse link modulated signal transmitted by the j -th terminal;

[0043] $\hat{\tau}_{i,j,l}$ is the arrival time, at the l -th antenna, of the i -th multipath relative to the time the j -th reverse link modulated signal, $x_j(t)$, is transmitted;

[0044] $p_{i,j,l}(t)$ represents the channel gain and phase for the i -th multipath for the j -th terminal at the l -th antenna, and is a function of the fading process;

[0045] \sum_j is the summation for all reverse link modulated signals in the l -th received signal;

[0046] \sum_i is the summation for all multipaths of each reverse link modulated signal in the l -th received signal; and

[0047] $n(t)$ represents the real-valued channel noise at RF plus internal receiver noise.

[0048] Each receiver 252 amplifies and frequency downconverts a respective received signal, $y_l(t)$, and further filters the signal with a received filter that is typically matched to the transmit filter (e.g., filter 352) used at the terminal to provide a conditioned signal. Each receiver unit 252 then digitizes the conditioned signal to provide a respective stream of data samples, which is then provided to a respective sample buffer 408.

[0049] Each sample buffer 408 stores the received data samples and further provides the proper data samples to the appropriate processing units (e.g., finger processors 410 and/or searcher 412) at the appropriate time. In one design, each buffer 408 provides the data samples to a respective set of finger processors assigned to process the multipaths in the received signal associated with the buffer. In another design, a number of buffers 408 provide data samples (e.g., in a time division multiplexed manner) to a particular finger processor that has the capability to process a number of multipaths in a time division multiplexed manner. Sample buffers 408a through 408l may also be implemented as a single buffer of the appropriate size and speed.

[0050] Searcher 412 is used to search for strong multipaths in the received signals and to provide an indication of the strength and timing of each found multipath that meets a set of criteria. The search for multipaths of a particular terminal is typically performed by correlating the data samples for each received signal with the terminal's spreading sequence, locally generated at various chip or sub-chip offsets (or phases). Due to the pseudo-random nature of the spreading

sequence, the correlation of the data samples with the spreading sequence should be low, except when the phase of the locally-generated spreading sequence is time-aligned with that of a multipath, in which case the correlation results in a high value.

[0051] For each reverse link modulated signal, $x_j(t)$, searcher 412 may provide a set of one or more time offsets, $t_{i,j,l}$, for a set of one or more multipaths found for that reverse link modulated signal (possibly along with the signal strength of each found multipath). The time offsets, $t_{i,j,l}$, provided by searcher 412 are relative to the base station timing or CDMA system time, and are related to the time offsets, $\hat{t}_{i,j,l}$, shown in equation (2) which are relative the time of signal transmission.

[0052] Searcher 412 may be designed with one or multiple searcher units, each of which may be designed to search for multipaths over a respective search window. Each search window includes a range of spreading sequence phases to be searched. The searcher units may be operated in parallel to speed up the search operation. Additionally or alternatively, searcher 412 may be operated at a high clock rate to speed up the search operation. Searcher and searching are described in further detail in U.S. Patent Nos. 5,805,648, 5,781,543, 5,764,687, and 5,644,591, all of which are incorporated herein by reference.

[0053] Each finger processor 410 may then be assigned to process a respective set of one or more multipaths of interest (e.g., multipaths of sufficient strength, as determined by controller 260 based on the signal strength information provided by searcher 412). Each finger processor 410 then receives, for each assigned multipath, the following: (1) the data samples for the received signal that includes the assigned multipath, (2) either the time offset, $t_{i,j,l}$, of the assigned multipath or a spreading sequence, $S_{i,j,l}$, with a phase corresponding to the time offset, $t_{i,j,l}$ (which may be generated by a spreading sequence generator 414), and (3) the channelization code (e.g., the Walsh code) for the code channel to be recovered. Each finger processor 410 then processes the received data samples and provides demodulated data for each assigned multipath. The processing by finger processor 410 is described in further detail below.

[0054] Symbol combiner 420 receives and combines the demodulated data (i.e., the demodulated symbols) for each terminal. In particular, symbol combiner 420 receives the demodulated symbols for all assigned multipaths for each terminal and, depending on the design of the finger processors, may time-align (or deskew) the symbols to account for differences in the time offsets for the assigned multipaths. Symbol combiner 420 then combines the time-aligned demodulated symbols for each terminal to provide recovered symbols for the terminal. Multiple symbol combiners may be provided to concurrently combine symbols for multiple terminals. The recovered symbols for each terminal are then provided to RX data processor 256 and decoded.

[0055] The processing of the multipaths may be performed based on various demodulator designs. In a first demodulator design, one finger processor is assigned to process a number of multipaths in a received signal. For this design, the data samples from the sample buffer may be processed in "segments" covering a particular time duration (i.e., a particular number of PN chips) and starting at some defined time boundaries. In a second demodulator design, multiple finger processors are assigned to process multiple multipaths in the received signal. Various aspects and embodiments of the invention are described for the first demodulator design.

[0056] The pilot interference cancellation may also be performed based on various schemes. In a first pilot interference cancellation scheme that is based on the first demodulator design, the channel response of a particular multipath is estimated based on a segment of data samples, and the estimated channel response is then used to derive an estimate of the pilot interference due to this multipath for the same segment. This scheme may provide improved pilot interference cancellation. However, this scheme also introduces additional processing delays in the data demodulation for the multipath since the segment of data samples is first processed to estimate and cancel the pilot interference before the data demodulation can proceed on the same segment.

[0057] In a second pilot interference cancellation scheme that is also based on the first demodulator design, the channel response of a particular multipath is estimated based on a segment of data samples, and the estimated channel response is

then used to derive an estimate of the pilot interference due to this multipath for the next segment. This scheme may be used to reduce (or possibly eliminate) the additional processing delays in the data demodulation resulting from the pilot interference estimation and cancellation. However, since the link conditions may continually change over time, the time delay between the current and next segments should be kept sufficiently short such that the channel response estimate for the current segment is still accurate in the next segment. For clarity, the pilot interference estimation and cancellation are described below for the second scheme.

[0058] FIG. 5 is a block diagram of a specific embodiment of a finger processor 410x, which is capable of estimating and canceling pilot interference in addition to performing the data demodulation. Finger processor 410x may be used for each finger processor 410 in rake receiver 254a shown in FIG. 4. In the following description, FIG. 5 shows the processing elements and FIGS. 6A and 6B graphically show the timing for the pilot interference estimation and cancellation.

[0059] Finger processor 410x is assigned to demodulate one or more "desired" multipaths in a particular received signal. Sample buffer 408x stores data samples for the received signal that includes the multipaths assigned to finger processor 410x. Buffer 408x then provides the appropriate data samples (in segments) to the finger processor when and as they are needed. In the embodiment shown in FIG. 5, finger processor 410x includes a resampler 522, a pilot estimator 520 (or channel estimator), a summer 542, a data demodulation unit 550, and a pilot interference estimator 530.

[0060] For each desired multipath to be demodulated by finger processor 410x, the data in all other multipaths and the pilots in all multipaths in the same received signal act as interference to this multipath. Since the pilot is generated based on a known data pattern (e.g., typically a sequence of all zeros) and processed in a known manner, the pilots in the "interfering" multipaths may be estimated and removed from the desired multipath to improve the signal quality of the data component in the desired multipath. Finger processor 410x is capable of estimating and canceling the pilot interference due to a number of multipaths found in the received signal, including the pilot of the desired multipath, as described below.

[0061] In an embodiment, the pilot interference estimation and cancellation and the data demodulation are performed in “bursts”. For each burst (i.e., each processing cycle), a segment of data samples for a particular number PN chips are processed to estimate the pilot interference due to a particular multipath. In a specific embodiment, each segment comprises data samples for one symbol period, which may be 64 PN chips for cdma2000. However, other segment sizes may also be used (e.g., for data symbols of other durations), and this is within the scope of the invention. As described below, the data demodulation may be performed in parallel and in a pipelined manner with the pilot interference estimation to increase processing throughput and possibly reduce the overall processing time.

[0062] To derive an estimate of the pilot interference due to the m -th multipath (where $m = (i, j, l)$ and is the notation for the i -th multipath for the j -th reverse link modulated signal found in the l -th received signal), a segment of data samples is initially provided from buffer 408x to a resampler 522 within finger processor 410x. Resampler 522 may then perform decimation, interpolation, or a combination thereof, to provide decimated data samples at the chip rate and with the proper “fine-grain” timing phase.

[0063] FIG. 6A graphically illustrates an embodiment of the resampling performed by resampler 522. The received signal is typically oversampled at a sample rate that is multiple (e.g., 2, 4, or 8) times the chip rate to provide higher time resolution. The data samples are stored to sample buffer 408x, which thereafter provides a segment of (e.g., 512) data samples for each processing cycle. Resampler 522 then “resamples” the data samples received from buffer 408x to provide samples at the chip rate and with the proper timing phase.

[0064] As shown in FIG. 6A, if the received signal is sufficiently oversampled (e.g., at 8 times the chip rate), then the resampling for the m -multipath may be performed by providing every, e.g., 8-th data sample received from the buffer, with the selected data samples being the ones most closely aligned to the timing of the peak of the m -th multipath. The m -th multipath is typically a multipath assigned for data demodulation, and the multipath’s time offset, t_m , may be determined and provided by searcher 412. However, pilot interference due to multipaths that are not

assigned for data demodulation may also be estimated and canceled, so long as the time offset of each such multipath is known. Each multipath's time offset, t_m , may be viewed as comprising an integer number of symbol periods and a fractional portion of a symbol period (i.e., $t_m = t_{full,m} + t_{frac,m}$) relative to the base station timing or CDMA system time, where a symbol period is determined by the length of the channelization code (e.g., 64 PN chips for cdma2000). The fractional part of the time offset, $t_{frac,m}$, may be used to select the particular segment of data samples to provide to resampler 522 and for decimation. In the example shown in FIG. 6A, the fractional part of the time offset for the m -th multipath is $t_{frac,m} = 5$, data sample segment 622 is provided by buffer 408x, and the decimated data samples provided by resampler 522 are represented by the shaded boxes.

[0065] For some other receiver design in which the received signal is not sufficiently oversampled, then interpolation may alternatively or additionally be performed along with decimation to derive new samples at the proper timing phase, as is known in the art.

[0066] Within pilot estimator 520, a despreader 524 receives the decimated data samples and a (complex-conjugate) spreading sequence, $S_m^*(k)$, having a phase corresponding to the time offset, t_m , of the m -th multipath whose pilot interference is to be estimated. The spreading sequence, $S_m^*(k)$, may be provided by spreading sequence generator 414. For the reverse link in cdma2000, the spreading sequence, $S_m^*(k)$, may be generated as shown for spreading sequence generator 320 in FIG. 3. And as shown in FIG. 6A, a segment of the spreading sequence, $S_m^*(k)$, of the same length and with the same timing phase as the data sample segment is used for the despreading (i.e., the spreading sequence, $S_m^*(k)$ is time-aligned with the decimated data samples).

[0067] Despreader 524 (which may be implemented as a complex multiplier such as multiplier 340 shown in FIG. 3) despreads the decimated data samples with the spreading sequence, $S_m^*(k)$, and provides despread samples. A pilot channelizer

526 then multiplies the despread samples with the channelization code, $C_{pilot,m}$, used for the pilot at the terminal (e.g., a Walsh code of zero for cdma2000). The decoupled pilot samples are then accumulated over a particular accumulation time interval to provide pilot symbols. The accumulation time interval is typically an integer multiple of the pilot channelization code length. If the pilot data is covered with a channelization code of zero (as in cdma2000), then the multiplication with the channelization code, $C_{pilot,m}$, may be omitted and pilot channelizer 526 simply performs the accumulation of the despread samples from despreader 524. In a specific embodiment, one pilot symbol is provided for each segment, which has a size of one symbol period.

[0068] The pilot symbols from pilot channelizer 526 are then provided to a pilot filter 528 and filtered based on a particular lowpass filter response to remove noise. Pilot filter 528 may be implemented as a finite impulse response filter (FIR), an infinite impulse response (IIR) filter, or some other filter structure. Pilot filter 528 provides pilot estimates, $P_m(k)$, which are indicative of the channel response (i.e., the gain and phase, $a_m \cdot e^{j\theta_m}$) of the m -th multipath. Each pilot estimate, $P_m(k)$, is thus a complex value. The pilot estimates are provided at sufficient rate such that non-insignificant changes in the channel response of the multipath are captured and reported. In a specific embodiment, one pilot estimate is provided for each segment, which has a size of one symbol.

[0069] Pilot interference estimator 530 then estimates the pilot interference due to the m -th multipath for the next segment. To estimate the pilot interference, the pilot data and the pilot channelization code, $C_{pilot,m}$, for the m -th multipath are provided to a pilot channelizer 532, which channelizes the pilot data with the pilot channelization code to provide channelized pilot data. A spreader 534 then receives and spreads the channelized pilot data with a spreading sequence, $S_m(k+N)$, to generate spread pilot data (i.e., processed pilot data). The spreading sequence, $S_m(k+N)$, has a phase corresponding to the time offset, t_m , of the m -th interfering multipath and is further advanced by N PN chips for the next segment, as shown in FIG. 6A. If the pilot data is a sequence of all zeros and the pilot channelization code

is also a sequence of all zeros (as in cdma2000), then pilot channelizer 532 and spreader 534 may be omitted and the spread pilot data is simply the spreading sequence, $S_m(k + N)$.

[0070] A multiplier 536 then receives and multiplies the spread pilot data with the pilot estimates, $P_m(k)$, from pilot filter 528 to provide an estimate of the pilot interference, $I_{pilot,m}(k + N)$, due to the m -th multipath for the next segment. Since the pilot estimates, $P_m(k)$, are derived from the current segment and used to derive the estimated pilot interference for the next segment, prediction techniques may be used to derive pilot predictions for the next segment based on the pilot estimates. These pilot predictions may then be used to derive the estimated pilot interference for the next segment.

[0071] In an embodiment, multiplier 536 provides the estimated pilot interference due to the m -th multipath at the sample rate (e.g., 8x the chip rate) and with the timing phase of the m -th multipath. This allows the estimated pilot interferences for all multipaths (which have different time offsets that are typically not all aligned to the PN chip timing boundaries) to be accumulated at a higher time resolution. The estimated pilot interference, $I_{pilot,m}(k + N)$, for the m -th multipath, which includes the same number of interference samples as for the data sample segment, is then provided to an interference accumulator 538. As shown in FIG. 6A, the interference samples for the m -th multipath are stored (or accumulated with the interference samples already stored) at locations in the accumulator determined by the fractional part of the multipath's time offset.

[0072] To derive the total pilot interference for all multipaths in a given received signal, the processing described above may be iterated a number of times, one iteration or processing cycle for each interfering multipath for which the pilot interference is to be estimated and canceled from a desired multipath. The pilot interference cancellation is typically performed for the multipaths received via the same antenna, not cross antennas, because the channel estimate from one antenna is typically not good for another antenna. If the same finger processor hardware is used for multiple iterations, then the processing may be performed in bursts, with each

burst being performed on a respective segment of data samples determined by the multipath's fractional time offset.

[0073] Prior to the first iteration, accumulator 538 is cleared or reset. For each iteration, the estimated pilot interference, $I_{pilot,m}$, due to the current multipath is accumulated with the accumulated pilot interference for all prior-processed multipaths. However, as shown in FIG. 6A, the estimated pilot interference, $I_{pilot,m}$, is accumulated with samples in a specific section of accumulator 538, which is determined by the current multipath's time offset. After all interfering multipaths have been processed, the accumulated pilot interference in accumulator 538 comprises the total pilot interference, I_{pilot} , due to all processed multipaths.

[0074] FIG. 6A also shows an embodiment of accumulator 538. While finger processor 410x performs data demodulation for the m -th multipath for the current segment (using the total pilot interference, $I_{pilot}(k)$, derived earlier and stored in one section of accumulator 538), the pilot interference due to the m -th multipath, $I_{pilot,m}(k+N)$, for the next segment may be estimated and accumulated in another section of the accumulator.

[0075] The pilot for the m -th multipath is interference to all multipaths in the received signal, including the m -th multipath itself. For a demodulator design in which the multiple finger processors are assigned to process a number of multipaths in a received signal for a given terminal, the estimated pilot interference, $I_{pilot,m}$, due to the m -th multipath may be provided to other finger processors assigned to process other multipaths in the same received signal.

[0076] For the demodulation to recover the data on the m -th multipath, the data samples for a segment are provided from buffer 408x to resampler 522. Resampler 522 then resamples the received data samples to provide decimated data samples at the chip rate and with the proper timing phase for this multipath. The decimated data samples are processed as described above to provide the pilot estimates, $P_m(k)$.

[0077] Correspondingly, interference samples for the total pilot interference, $I_{pilot}(k)$, for the same segment are provided from accumulator 538 to a resampler 540. Resampler 540 similarly resamples the received interference samples to provide decimated interference samples at the chip rate and with the proper timing phase for the m -th multipath. Summer 542 then receives and subtracts the decimated interference samples from the decimated data samples to provide pilot-canceled data samples.

[0078] Within data demodulation unit 550, a despreader 544 receives and despreads the pilot-canceled data samples with a (complex-conjugate) spreading sequence, $S_m^*(k)$, to provide despread samples. The spreading sequence, $S_m^*(k)$, has a phase corresponding to the time offset, t_m , of the m -th multipath. A data channelizer 546 then multiplies the despread samples with the channelization code, $C_{ch,m}$, used for the code channel being recovered by the finger processor. The channelized data samples are then accumulated over the length of the channelization code, $C_{ch,m}$, to provide data symbols.

[0079] A data demodulator 548 then receives and demodulates the data symbols with the pilot estimates, $P_m(k)$, to provide demodulated symbols (i.e., demodulated data) for the m -th multipath, which are then provided to symbol combiner 420. The data demodulation and symbol combining may be achieved as described in the aforementioned U.S. Patent No. 5,764,687 patent. The '687 patent describes BPSK data demodulation for IS-95 by performing dot product between the despread data and the filtered pilot. The demodulation of QPSK modulation, which is used in cdma2000 and W-CDMA, is a straight-forward extension of the techniques described in the '687 patent. That is, instead of dot product, both dot product and cross-product are used to recover the inphase and quadrature streams.

[0080] As noted above, the data demodulation for the m -th multipath may be performed in parallel and in a pipelined manner with the pilot interference estimation. While despreader 544 and data channelizer 546 are processing the pilot-canceled data samples for the current segment (with the spreading sequence, $S_m^*(k)$, and the

channelization code, $C_{ch,m}$) to provide the data symbols for the m -th multipath, despreader 524 and pilot channelizer 526 may process the same data samples for the current segment (with the spreading sequence, $S_m^*(k)$, and the pilot channelization code, $C_{pilot,m}$) to provide the pilot symbols for this multipath. The pilot symbols are filtered by pilot filter 528 to provide pilot estimates, $P_m(k)$, for the multipath. Pilot interference estimator 530 then derives the estimated pilot interference, $I_{pilot,m}(k+N)$, due to this multipath for the following segment, as described above. In this manner, while data demodulation is performed on the current segment using the total pilot interference, $I_{pilot}(k)$, derived from a prior segment, pilot interference for the next segment is estimated and stored to another section of the accumulator, to be used for the next segment.

[0081] In an embodiment, the pilot for a particular multipath being demodulated is estimated based on the "raw" received data samples (from sample buffer 408x) as described above, and not based on the pilot-canceled data samples (from accumulator 538). In another embodiment, the pilot may be estimated based on the pilot-canceled data samples if the total pilot interference includes some or all of the interfering pilots except for the pilot of the multipath being demodulated (i.e., the pilot of the multipath being demodulated is included in the pilot-canceled data samples). This alternative embodiment may provide an improved estimate of the channel response of the multipath being demodulated, and is especially advantageous for the reverse link where the pilot estimation is typically the limiting factor in dealing with a weak multipath. The same "other pilots canceled" data samples that is used for pilot estimation may also be processed to recover the data for the multipath, which is advantageous for a finger processor architecture that performs both pilot estimation and data demodulation in parallel on the same data sample stream. The same concept may be used to estimate the channel response of a particular interfering multipath (i.e., the estimated channel response may be based on either the raw data samples or the "other pilots canceled" data samples having interfering pilots except for the pilot of that particular multipath removed).

[0082] FIGS. 6A and 6B are diagrams that illustrate the processing of the data samples to derive estimates of pilot interference, in accordance with a specific implementation of the invention. In the example shown in FIGS. 6A and 6B, the received signal includes three multipaths that are associated with time offsets of t_1 , t_2 , and t_3 . The received signal is digitized at a sample rate that is 8 times the chip rate to provide data samples, which are stored to the sample buffer. These multipaths may or may not be sampled at their peaks.

[0083] In the example shown in FIGS. 6A and 6B, each segment included 512 data samples for a symbol period of 64 PN chips. The pilot interference is estimated for each of the three multipaths and for each symbol period. The symbol timing for each multipath is determined by the multipath's fractional time offset. If the fractional time offsets of the multipaths are not the same, which is generally true, then the symbol timing for these multipaths will be different and will be associated with different data sample segments. In an embodiment, the multipaths are processed in an order based on their fractional time offsets, with the multipath having the smallest fractional time offset being processed first and the multipath having the largest fractional time offset being processed last. This processing order ensures that the total pilot interference is derived and available for each multipath when it is processed.

[0084] In FIG. 6A, for the n -th symbol period for the m -th multipath with a fractional time offset of $t_{frac,m} = 5$, resampler 522 receives data samples 5 through 516 from the sample buffer and provides to despreader 524 data samples 5, 13, 20, and so on, and 509, which are represented by the shaded boxes. Correspondingly, despreader 524 receives the spreading sequence, $S_m^*(k)$, with a phase corresponding to the same time offset of t_m , and despreads the decimated data samples with the spreading sequence. A pilot estimate, $P_m(k)$, is then derived based on the despread samples for this segment, as described above.

[0085] To derive the estimated pilot interference due to the m -th multipath, spreader 534 receives the spreading sequence, $S_m(k + N)$, corresponding to the next

segment. Multiplier 536 then multiplies the spreading sequence, $S_m(k+N)$, with the pilot estimate, $P_m(k)$, derived from the current segment to provide the estimated pilot interference, $I_{pilot,m}(k+N)$, for the next segment. The estimated pilot interference, $I_{pilot,m}(k+N)$, comprises interference samples 517 through 1028, which are accumulated with the samples at the same indices 517 through 1028 in the interference accumulator, as shown in FIG. 6. In this way, the fractional time offset of the m -th multipath is accounted for in the derivation of the total pilot interference.

[0086] For the data demodulation of the m -th multipath for the n -th symbol period, the same segment of interference samples 5 through 516 are provided from accumulator 538 to resampler 540. Resampler 540 then provides to summer 542 interference samples 5, 13, 20, and so on, and 509 (which are also shown by the shaded boxes), corresponding to the same-indexed data samples provided by resampler 522. The data demodulation of the pilot-canceled data samples is then performed as described above. Each multipath may be processed in similar manner. However, since each multipath may be associated with a different time offset, different decimated data and interference samples may be operated on.

[0087] FIG. 6B shows the three data sample segments, the decimated data samples, and the three spreading sequences used to derive the estimated pilot interferences due to the three multipaths.

[0088] In another demodulator design, the pilot interference estimation/cancellation and the data demodulation may be performed in real-time (e.g., as data samples are received), if sufficient processing capabilities are provided. For example, M finger processors may be assigned to concurrently process M multipaths in a received signal. For each symbol period, each finger processor can derive a pilot estimate for that symbol period, which is then used to derive the estimated pilot interference due to that finger processor's assigned multipath for the next symbol period. A summer then sums the estimated pilot interferences from all M finger processors (taken into account their respective time offsets), and the total pilot interference for the next symbol period is stored in the interference accumulator.

[0089] The total pilot interference may then be subtracted from the data samples as they are received for the next symbol period, and the same pilot-canceled data samples may be provided to all M finger processors for data demodulation. (These finger processors are also provided with the received data samples, without the pilot cancellation, which are used to derive the pilot estimates.) In this way, the data demodulation may be performed on pilot-canceled data samples in real time, and the sample buffer may possibly be eliminated. For the scheme in which the pilot estimate is used to derive the estimated pilot interference for the same segment (and not the next segment), the data samples may be temporarily stored (e.g., for one symbol period) while the total pilot interference is derived.

[0090] For the demodulator design in which the same data samples are processed multiple times (e.g., if one finger processor is assigned to process a number of multipaths), the sample buffer may be designed and operated in a manner to ensure that the data samples are not inadvertently dropped. In an embodiment, the sample buffer is designed to receive incoming data samples while providing stored data samples to the finger processor(s). This may be achieved by implementing the sample buffer in a manner such that stored data samples may be read from one part of the buffer while new data samples are written into another part of the buffer. The sample buffer may be implemented as a double buffer or multiple buffers, a multi-port buffer, a circular buffer, or some other buffer design. The interference accumulator may be implemented in similar manner as the sample buffer (e.g., as a circular buffer).

[0091] For the above demodulator design, to avoid overwriting samples that are still being processed, the capacity of the sample buffer may be selected to be at least twice the time required to derive the total pilot interference for all M multipaths (with the relationship between time and buffer capacity being defined by the sample rate). If a different data sample segment may be used for each of the M multipaths, then the capacity of the sample buffer may be selected to be at least $(2 \cdot N \cdot N_{os})$ for each received signal assigned to the sample buffer, where N is the duration of data samples used to derive the estimated pilot interference for one multipath and N_{os} is the oversampling factor for the data samples (which is defined as the ratio of the

sample rate over the chip rate). For the above example in which a segment of one symbol period (e.g., $N = 64$ PN chips) is processed for each multipath, a buffer of two symbol periods would be able to provide a segment of one symbol period of data samples for each multipath regardless of its fractional time offset. And if the oversample rate is $N_{os} = 8$, then the minimum size of the buffer is $(2 \cdot N \cdot N_{os} = 2 \cdot 64 \cdot 8 = 1024)$ data samples.

[0092] Similarly, the capacity of the interference accumulator may be selected to be at least $(3 \cdot N \cdot N_{os})$. The extra symbol period for the interference accumulator (i.e., $3 \cdot N$ instead of $2 \cdot N$) is to account for the fact that the estimated pilot interference is derived for the next segment.

[0093] As noted above, the estimated pilot interference derived from one data sample segment may be cancelled from a later data sample segment. For a mobile terminal, the communication link and, consequently, the channel response of the various multipaths are constantly changing. Therefore, it is desirable to reduce the delay between the data samples from which the pilot interference is estimated and the data samples from which that estimated pilot interference is canceled. This delay may be as great as $2 \cdot N$ chips.

[0094] By selecting a sufficiently small value for N , the channel response of each multipath may be expected to remain relatively constant over the period of $2 \cdot N$ chips. However, the value of N should be selected to be large enough to allow for an accurate estimate of the channel response of each multipath to be processed.

[0095] FIG. 7 is a flow diagram of a process 700 to derive the total pilot interference for a number of multipaths, in accordance with an embodiment of the invention. Process 700 may be implemented by the finger processor shown in FIG. 5.

[0096] Initially, the accumulator used to accumulate the estimated pilot interferences is cleared, at step 712. An interfering multipath that has not been processed is then selected, at step 714. Typically, the pilot interference is estimated for each multipath assigned for data demodulation. However, pilot interference due to unassigned multipaths may also be estimated. In general, any number of

interfering multipaths may be processed, and these multipaths are those for which the pilot interference is to be estimated and accumulated to derive the total pilot interference.

[0097] The data samples for the received signal with the selected multipath is then processed to derive an estimate of the channel response of the selected multipath, at step 716. The channel response may be estimated based on the pilot in the selected multipath, as described above. For cdma2000, this processing entails (1) spreading the data samples with a spreading sequence for the multipath (i.e., with the proper phase corresponding to the time offset of the multipath), (2) channelizing the despread data samples to provide pilot symbols (e.g., multiplying the despread samples with the pilot channelization code and accumulating the channelized data samples over the pilot channelization code length), and (3) filtering the pilot symbols to derive pilot estimates that are indicative of the channel response of the selected multipath. Estimation of the channel response based on some other techniques may also be used, and this is within the scope of the invention.

[0098] The pilot interference due to the selected multipath is then estimated, at step 718. The pilot interference may be estimated by generating processed pilot data and multiplying this data with the estimated channel response derived in step 716. The processed pilot data is simply the spreading sequence for the selected multipath if the pilot data is a sequence of all zeros and the pilot channelization code is also all zeros. In general, the processed pilot data is the data after all signal processing at the transmitter unit but prior to the filtering and frequency upconversion (e.g., the data at the output of modulator 216a in FIG. 3 for the reverse link in cdma2000).

[0099] The estimated pilot interference for the selected multipath is then accumulated in the interference accumulator with the estimated pilot interferences for prior-processed multipaths, at step 720. As noted above, the timing phase of the multipath is observed in performing steps 716, 718, and 720.

[00100] A determination is then made whether or not all interfering multipaths have been processed, at step 722. If the answer is no, then the process returns to step 714 and another interfering multipath is selected for processing. Otherwise, the

content of the accumulator represents the total pilot interference due to all processed multipath, which may be provided in step 724. The process then terminates.

[00101] The pilot interference estimation in FIG. 7 may be performed for all multipaths in a time-division multiplexed manner using one or more finger processors. Alternatively, the pilot interference estimation for multiple multipaths may be performed in parallel using a number of finger processors. In this case, if the hardware has sufficient capabilities, then the pilot interference estimation and cancellation may be performed in real-time along with the data demodulation (e.g., as the data samples are received, with minimal or no buffering, as described above).

[00102] FIG. 8 is a flow diagram of a process 800 to data demodulate a number of multipaths with pilot interference cancellation, in accordance with an embodiment of the invention. Process 800 may also be implemented by the finger processor shown in FIG. 5.

[00103] Initially, the total pilot interference due to all multipaths of interest is derived, at step 812. Step 812 may be implemented using process 700 shown in FIG. 7. A particular multipath is then selected for data demodulation, at step 814. In an embodiment and as described above, the total pilot interference is initially canceled from the selected multipath, at step 816. This may be achieved by subtracting the interference samples for the total pilot interference (which are stored in the accumulator) from the data samples for the received signal that includes the selected multipath.

[00104] Data demodulation is then performed on the pilot-canceled signal in the normal manner. For cdma2000, this entails (1) despreading the pilot-canceled data samples, (2) channelizing the despread data to provide data symbols, and (3) demodulating the data symbols with the pilot estimates. The demodulated symbols (i.e., the demodulated data) for the selected multipath are then combined with the demodulated symbols for other multipaths for the same transmitter unit (e.g., terminal). The demodulated symbols for multipaths in multiple received signals (e.g., if receive diversity is employed) may also be combined. The symbol combining may be achieved by the symbol combiner shown in FIG. 4.

[00105] A determination is then made whether or not all assigned multipaths have been demodulated, at step 822. If the answer is no, then the process returns to step 814 and another multipath is selected for data demodulation. Otherwise, the process terminates.

[00106] As noted above, the data demodulation for all assigned multipaths of a given transmitter unit may be performed in a time-division multiplexed manner using one or more finger processors. Alternatively, the data demodulation for all assigned multipaths may be performed in parallel using a number of finger processors.

[00107] Referring back to FIGS. 4 and 5, searcher 412 may be designed and operated to search for new multipaths based on the pilot-canceled data samples (instead of the raw received data samples from buffers 408). This may provide improved search performance since the pilot interference from some or all known multipaths may have been removed as described above.

[00108] The pilot interference cancellation techniques described herein may be able to provide noticeable improvement in performance. The pilot transmitted by each terminal on the reverse link contributes to the total channel interference, I_o , in similar manner as background noise, N_o . The pilots from all terminals may represent a substantial part of the total interference level seen by all terminals. This would then result in a lower signal-to-total-noise-plus-interference ratio (SNR) for the individual terminal. In fact, it is estimated that in a cdma2000 system (which supports pilots on the reverse link) operating near capacity, approximately half of the interference seen at a base station may be due to the pilots from the transmitting terminals. Cancellation of the pilot interference may thus improve the SNR of each individual terminal, which then allows each terminal to transmit at a lower power level and increase the reverse link capacity.

[00109] The techniques described herein for estimating and canceling pilot interference may be advantageously used in various wireless communication systems that transmit a pilot along with data. For example, these techniques may be used for various CDMA systems (e.g., cdma2000, IS-95, W-CDMA, TS-CDMA, and so on), Personal Communication Services (PCS) systems (e.g., ANSI J-STD-008), and other wireless communication systems. The techniques described herein may be used to

estimate and cancel pilot interference in cases where multiple instances of each of one or more transmitted signals are received and processed (e.g., by a rake receiver or some other demodulator) and also in cases where multiple transmitted signals are received and processed.

[00110] For clarity, various aspects and embodiments of the invention have been described for the reverse link in cdma2000. The pilot interference cancellation techniques described herein may also be used for the forward link from the base station to the terminal. The processing by the demodulator is determined by the particular CDMA standard being supported and whether the inventive techniques are used for the forward or reverse link. For example, the "despreading" with a spreading sequence in IS-95 and cdma2000 is equivalent to the "descrambling" with a scrambling sequence in W-CDMA, and the channelization with a Walsh code or a quasi-orthogonal function (QOF) in IS-95 and cdma2000 is equivalent to the "despreading" with an OVSF code in W-CDMA. In general, the processing performed by the demodulator at the receiver is complementary to that performed by the modulator at the transmitter unit.

[00111] For the forward link, the techniques described herein may also be used to approximately cancel other pilots that may be transmitted in addition to, or possibly in place of, a "common" pilot transmitted to all terminals in a cell. For example, cdma2000 supports a "transmit diversity" pilot and an "auxiliary" pilot. These other pilots may utilize different Walsh codes (i.e., different channelization codes, which may be quasi-orthogonal functions). A different data pattern may also be used for the pilot. To process any of these pilots, the despread samples are decoded with the same Walsh code used to channelize the pilot at the base station, and further correlated (i.e., multiplied and accumulated) with the same pilot data pattern used at the base station for the pilot. The transmit diversity pilot and/or auxiliary pilot may be estimated and canceled in addition to the common pilot.

[00112] Similarly, W-CDMA supports a number of different pilot channels. First, a common pilot channel (CPICH) may be transmitted on a primary base station antenna. Second, a diversity CPICH may be generated based on non-zero pilot data and transmitted on a diversity antenna of the base station. Third, one or more

secondary CPICHs may be transmitted in a restricted part of the cell, and each secondary CPICH is generated using a non-zero channelization code. Fourth, the base station may further transmit a dedicated pilot to a specific user using the same channelization code as the user's data channel. In this case, the pilot symbols are time-multiplexed with the data symbols to that user. Accordingly, it will be understood by those skilled in the art that the techniques described herein are applicable for processing all of the above different types of pilot channels, and other pilot channels that may also be transmitted in a wireless communication system.

[00113] The demodulator and other processing units that may be used to implement various aspects and embodiments of the invention may be implemented in hardware, software, firmware, or a combination thereof. For a hardware design, the demodulator (including the data demodulation unit and the elements used for pilot interference estimation and cancellation such as the pilot estimator and the pilot interference estimator), and other processing units may be implemented within one or more application specific integrated circuits (ASIC), digital signal processors (DSP), digital signal processing devices (DSPDs), field programmable gate arrays (FPGA), processors, microprocessors, controllers, microcontrollers, programmable logic devices (PLD), other electronic units, or any combination thereof.

[00114] For a software implementation, the elements used for pilot interference estimation and cancellation and data demodulation may be implemented with modules (e.g., procedures, functions, and so on) that perform the functions described herein. The software codes may be stored in a memory unit (e.g., memory 262 in FIG. 2) and executed by a processor (e.g., controller 260). The memory unit may be implemented within the processor or external to the processor, in which case it can be communicatively coupled to the processor via various means as it known in the art.

[00115] The elements used to implement the pilot interference estimation and cancellation described herein may be incorporated in a receiver unit or a demodulator that may further be incorporated in a terminal (e.g., a handset, a handheld unit, a stand-alone unit, and so on), a base station, or some other communication devices or units. The receiver unit or demodulator may be implemented with one or more integrated circuits.

[00116] The previous description of the disclosed embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. Various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without departing from the spirit or scope of the invention. Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

WHAT IS CLAIMED IS:

1. A method for canceling pilot interference at a receiver unit in a
2 wireless communication system, comprising:
 receiving a signal comprised of a plurality of signal instances, wherein
4 each signal instance includes a pilot;
 deriving total pilot interference due to one or more signal instances;
6 subtracting the total pilot interference from the received signal to
 derive a pilot-canceled signal; and
8 processing the pilot-canceled signal to derive demodulated data for
 each of at least one signal instance in the received signal.
2. The method of claim 1, wherein the total pilot interference is
2 derived by
 estimating pilot interference due to each of the one or more signal
4 instances, and
 accumulating the estimated pilot interference for the one or more
6 signal instances.
3. The method of claim 2, wherein the pilot interference due to each of
2 the one or more signal instances is estimated by
 processing the signal instance to derive an estimate of a channel
4 response of the signal instance, and
 multiplying processed pilot data for the signal instance with the
6 estimated channel response to provide the estimated pilot interference.
4. The method of claim 3, wherein the processed pilot data for each of
2 the one or more signal instances is a spreading sequence for the signal
instance.

5. The method of claim 4, wherein the spreading sequence for the
2 signal instance has a phase corresponding to an arrival time of the signal
instance.

6. The method of claim 3, wherein the estimated channel response for
2 each of the one or more signal instances is derived by
despreading data samples for the received signal with a spreading
4 sequence for the signal instance,
channelizing the despread samples with a pilot channelization code to
6 provide pilot symbols, and
filtering the pilot symbols to provide the estimated channel response.

7. The method of claim 3, wherein the estimated channel response of
2 the signal instance is derived based on a current segment of data samples for
the received signal and the estimated pilot interference is for a subsequent
4 segment of data samples.

8. The method of claim 3, wherein the estimated channel response of
2 the signal instance is derived based on a current segment of data samples for
the received signal and the estimated pilot interference is for the same
4 segment of data samples.

9. The method of claim 3, wherein the estimated channel response for
2 each of the one or more signal instances is derived based on data samples for
the received signal.

10. The method of claim 3, wherein the estimated channel response for
2 each of the one or more signal instances is derived based on data samples
having pilot from the signal instance unremoved but pilots from other
4 interfering signal instances removed.

2 11. The method of claim 1, wherein the processing of the pilot-
canceled signal for each of the at least one signal instance includes
4 despreading samples for the pilot-canceled signal with a spreading
sequence for the signal instance,
6 channelizing the despread samples with a data channelization code to
provide data symbols, and
8 demodulating the data symbols with pilot estimates to provide the
demodulated data for the signal instance.

2 12. The method of claim 11, wherein the pilot estimates for each of the
at least one signal instance are derived based on data samples for the received
signal.

2 13. The method of claim 11, wherein the pilot estimates for each of the
at least one signal instance are derived based on data samples having pilot
from the signal instance unremoved but pilots from other interfering signal
4 instances removed.

2 14. The method of claim 2, wherein the pilot interference due to the
one or more signal instances is estimated in a time-division multiplexed
manner.

2 15. The method of claim 1, wherein the subtracting includes
subtracting interference samples for the total pilot interference from
data samples for the received signal, wherein the interference samples and
4 data samples are both provided at a particular sample rate.

2 16. The method of claim 1, wherein the pilot interference due to a
signal instance being processed to derive the demodulated data is excluded
4 from the total pilot interference.

 17. The method of claim 1, further comprising:
2 processing the pilot-canceled signal to search for new signal instances
in the received signal.

 18. The method of claim 15, wherein the sample rate is multiple times
2 a chip rate.

 19. The method of claim 1, wherein the deriving the total pilot
2 interference is performed based on segments of data samples for the received
signal.

 20. The method of claim 19, wherein the each segment includes data
2 samples for one symbol period.

 21. The method of claim 1, wherein the processing to derive
2 demodulated data is performed based on segments of pilot-canceled data
samples for the pilot-canceled signal.

 22. The method of claim 1, wherein the deriving the total pilot
2 interference and the processing of the pilot-canceled signal are performed in
parallel.

 23. The method of claim 1, wherein the deriving the total pilot
2 interference and the processing of the pilot-canceled signal are performed in a
pipelined manner.

24. The method of claim 1, wherein the wireless communication
2 system is a CDMA system.

25. The method of claim 24, wherein the CDMA system supports
2 cdma2000 standard.

26. The method of claim 24, wherein the CDMA system supports W-
2 CDMA standard.

27. The method of claim 24, wherein the CDMA system supports IS-95
2 standard.

28. The method of claim 24, wherein the received signal comprises one
2 or more reverse link modulated signals in the CDMA system.

29. The method of claim 24, wherein the received signal comprises one
2 or more forward link modulated signals in the CDMA system.

30. A method for canceling pilot interference at a receiver unit in a
2 wireless communication system, comprising:
processing a received signal comprised of a plurality of signal
4 instances to provide data samples, wherein each signal instance includes a
pilot;
6 processing the data samples to derive an estimate of pilot interference
due to each of one or more signal instances;
8 deriving total pilot interference due to the one or more signal instances
based on the estimated pilot interference;
10 subtracting the total pilot interference from the data samples to derive
pilot-canceled data samples; and

12 processing the pilot-canceled data samples to derive demodulated data
for each of at least one signal instance in the received signal.

31. The method of claim 30, wherein the processing the data samples
2 to derive the estimated pilot interference due to each of the one or more
signal instances includes
4 despreading the data samples with a spreading sequence for the signal
instance,
6 channelizing the despread samples with a pilot channelization code to
provide pilot symbols,
8 filtering the pilot symbols to provide an estimate or a channel response
of the signal instance, and
10 multiplying the spreading sequence for the signal instance with the
estimated channel response to provide the estimated pilot interference due to
12 the signal instance.

32. The method of claim 30, wherein the processing the pilot-canceled
2 data samples to derive the demodulated data for each of the at least one
signal instance includes
4 despreading the pilot-canceled data samples with a spreading
sequence for the signal instance,
6 channelizing the despread samples with a data channelization code to
provide data symbols, and
8 demodulating the data symbols to provide the demodulated data for
the signal instance.

33. The method of claim 30, wherein the subtracting includes
2 subtracting interference samples for the total pilot interference from
the data samples for the received signal, wherein the interference samples

4 and data samples are both provided at a particular sample rate that is
multiple times a chip rate.

34. A receiver unit in a wireless communication system, comprising:
2 a receiver configured to process a received signal comprised of a
plurality of signal instances to provide data samples, wherein each signal
4 instance includes a pilot; and
a demodulator including
6 a pilot interference estimator configured to process the data samples to
derive an estimate of pilot interference due to each of one or more signal
8 instances and to derive total pilot interference due to the one or more signal
instances based on the estimated pilot interference,
10 a summer configured to subtract the total pilot interference from the
data samples to derive pilot-canceled data samples, and
12 a data demodulation unit configured to process the pilot-canceled data
samples to derive demodulated data for each of at least one signal instance in
14 the received signal.

35. The receiver unit of claim 34, wherein the demodulator further
2 includes
a channel estimator configured to provide an estimated channel
4 response for each of the one or more signal instances.

36. The receiver unit of claim 35, wherein the pilot interference
2 estimator is further configured to multiply processed pilot data for each of the
one or more signal instances with the estimated channel response for the
4 signal instance to provide the estimated pilot interference due to the signal
instance.

2 37. The receiver unit of claim 34, wherein for each of the at least one
signal instance the data demodulation unit is configured to despread the
4 pilot-canceled data samples with a spreading sequence for the signal instance,
channelize the despread samples with a data channelization code to provide
6 data symbols, and demodulate the data symbols with pilot estimates for the
signal instance to provide the demodulated data for the signal instance.

 38. A terminal in a CDMA system comprising:
2 a receiver configured to process a received signal comprised of a
plurality of signal instances to provide data samples, wherein each signal
4 instance includes a pilot; and
 a demodulator including
6 a pilot interference estimator configured to process the data samples to
derive an estimate of pilot interference due to each of one or more signal
8 instances and to derive total pilot interference due to the one or more signal
instances based on the estimated pilot interference,
10 a summer configured to subtract the total pilot interference from the
data samples to derive pilot-canceled data samples, and
12 a data demodulation unit configured to process the pilot-canceled data
samples to derive demodulated data for each of at least one signal instance in
14 the received signal.

 39. The terminal of claim 38, wherein the demodulator further
2 includes
 a channel estimator configured to provide an estimated channel
4 response for each of the one or more signal instances.

 40. The terminal of claim 39, wherein the pilot interference estimator is
2 further configured to multiply processed pilot data for each of the one or

more signal instances with the estimated channel response for the signal
4 instance to provide the estimated pilot interference due to the signal instance.

41. The terminal of claim 38, wherein for each of the at least one signal
2 instance the data demodulation unit is configured to despread the pilot-
canceled data samples with a spreading sequence for the signal instance,
4 channelize the despread samples with a data channelization code to provide
data symbols, and demodulate the data symbols with pilot estimates for the
6 signal instance to provide the demodulated data for the signal instance.

42. A base station in a CDMA system comprising:
2 a receiver configured to process a received signal comprised of a
plurality of signal instances to provide data samples, wherein each signal
4 instance includes a pilot; and
a demodulator including
6 a pilot interference estimator configured to process the data samples to
derive an estimate of pilot interference due to each of one or more signal
8 instances and to derive total pilot interference due to the one or more signal
instances based on the estimated pilot interference,
10 a summer configured to subtract the total pilot interference from the
data samples to derive pilot-canceled data samples, and
12 a data demodulation unit configured to process the pilot-canceled data
samples to derive demodulated data for each of at least one signal instance in
14 the received signal.

43. The base station of claim 42, wherein the demodulator further
2 includes
a channel estimator configured to provide an estimated channel
4 response for each of the one or more signal instances.

44. The base station of claim 43, wherein the pilot interference
2 estimator is further configured to multiply processed pilot data for each of the
one or more signal instances with the estimated channel response for the
4 signal instance to provide the estimated pilot interference due to the signal
instance.

45. The base station of claim 42, wherein for each of the at least one
2 signal instance the data demodulation unit is configured to despread the
pilot-canceled data samples with a spreading sequence for the signal instance,
4 channelize the despread samples with a data channelization code to provide
data symbols, and demodulate the data symbols with pilot estimates for the
6 signal instance to provide the demodulated data for the signal instance.

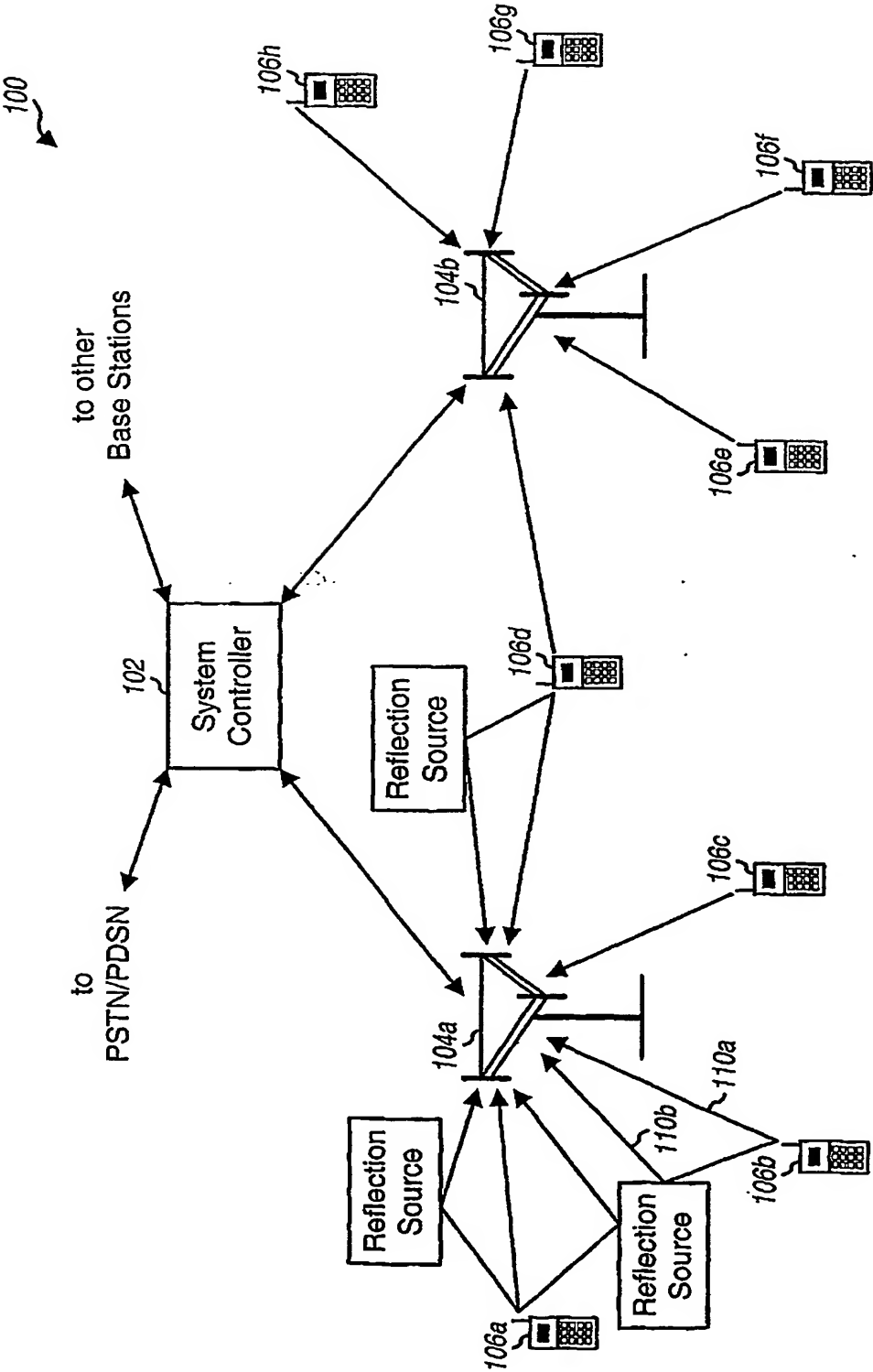


FIG. 1

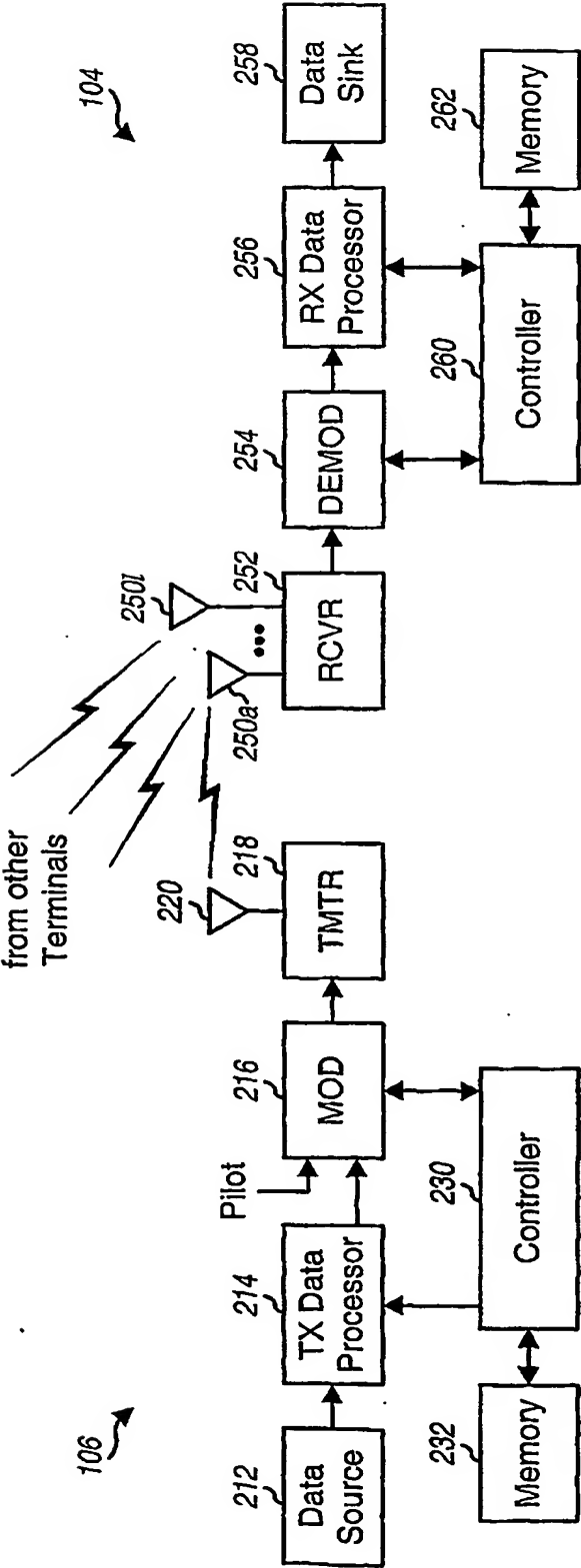


FIG. 2

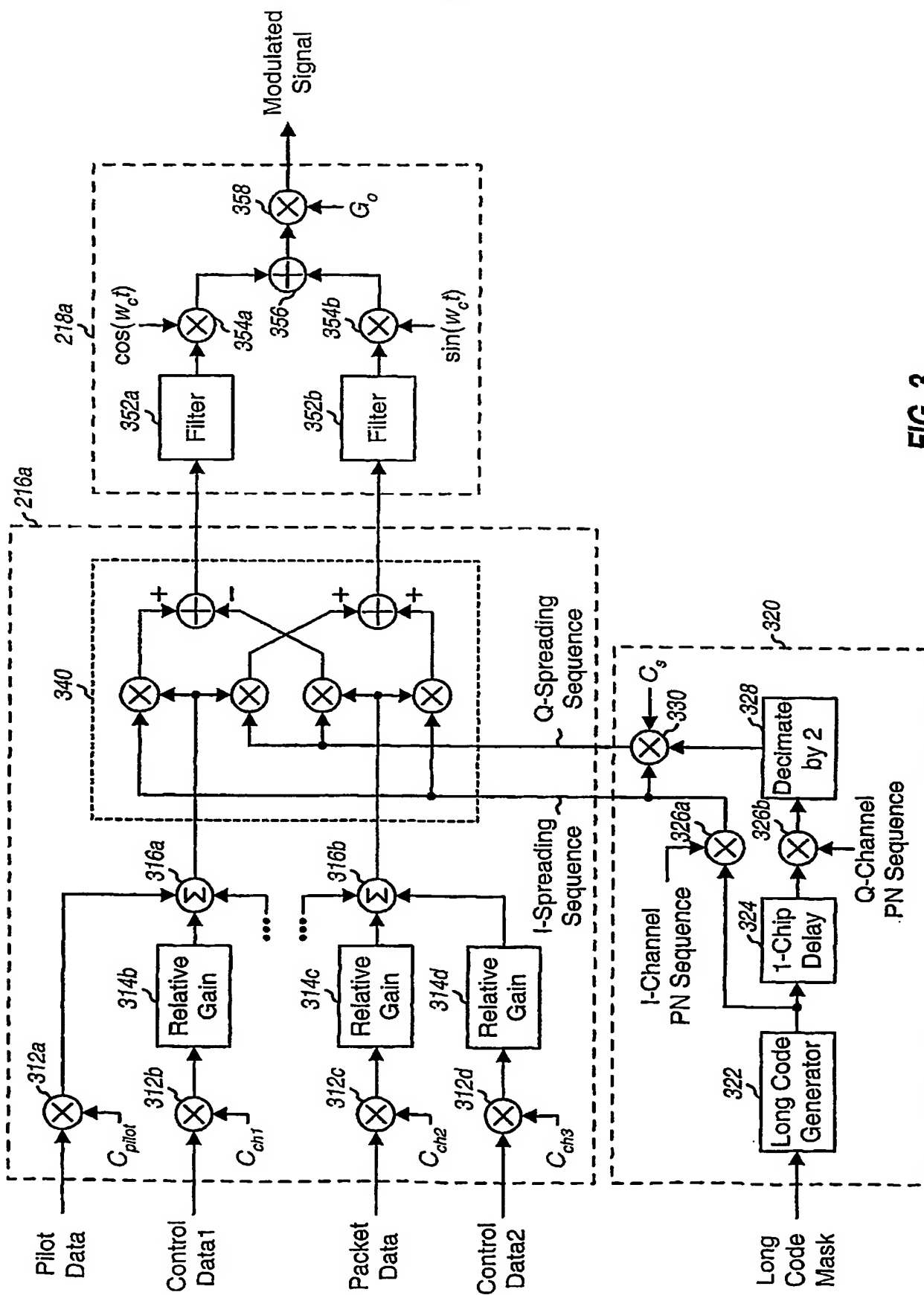


FIG. 3

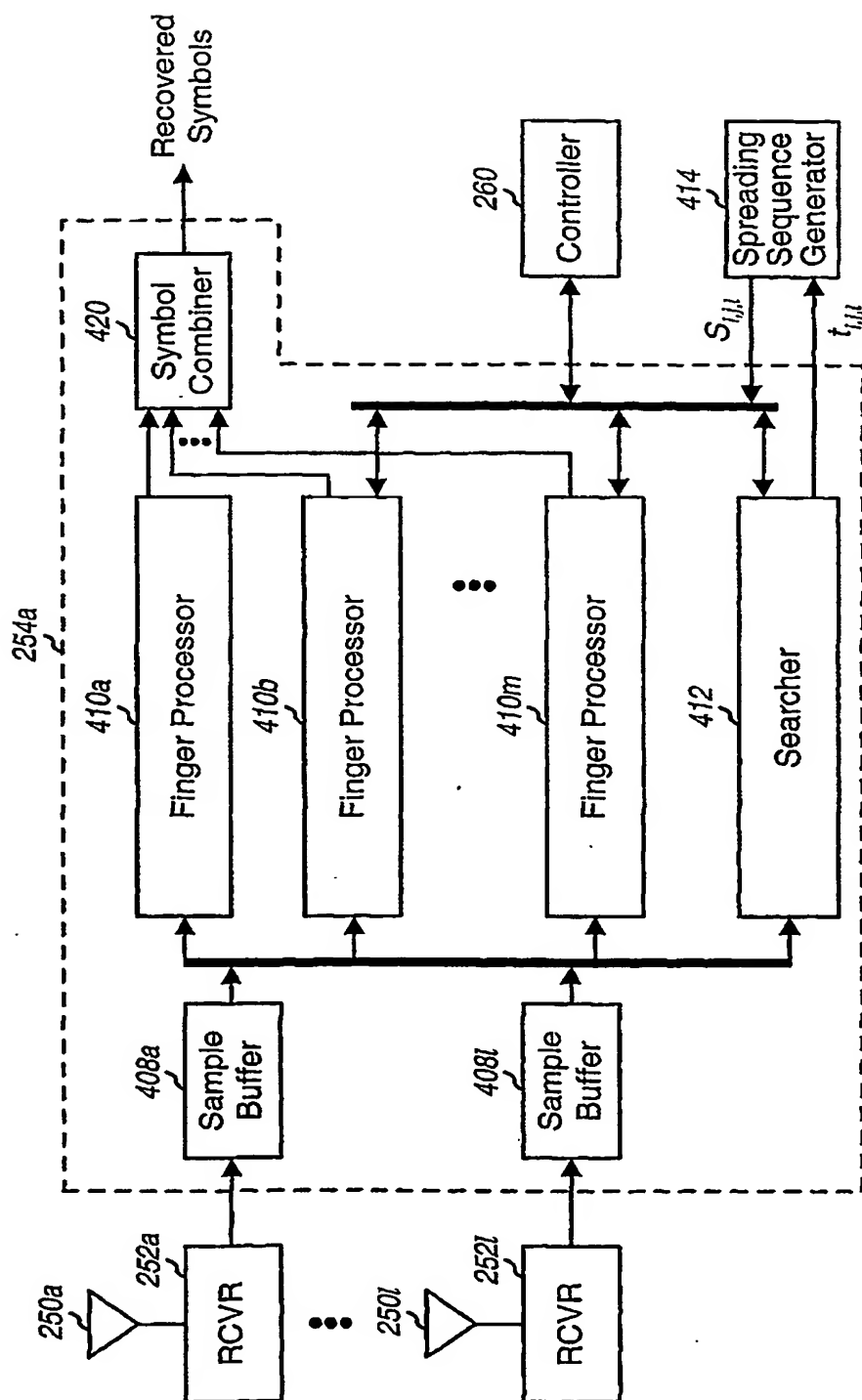


FIG. 4

5/9

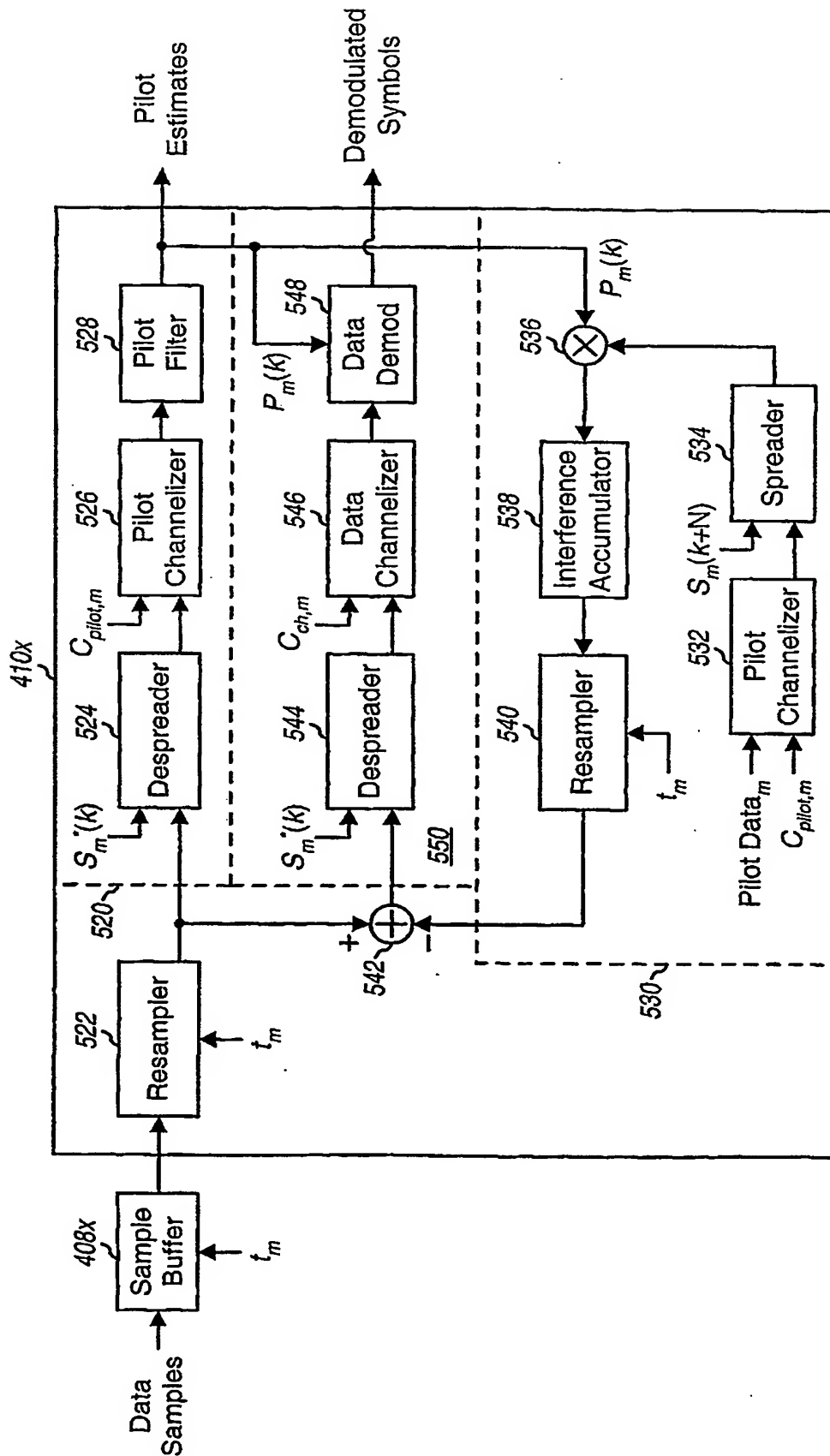
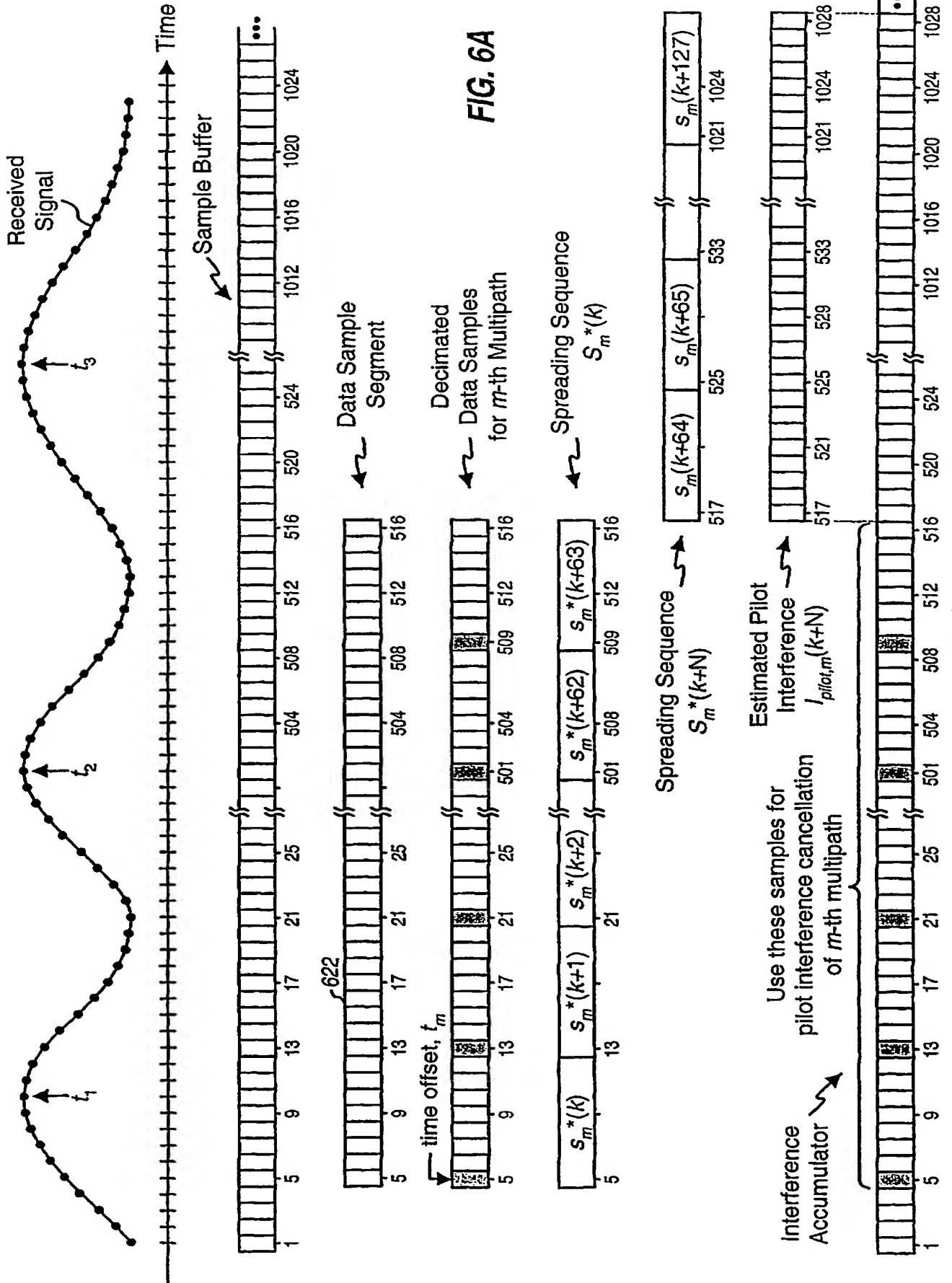


FIG. 5



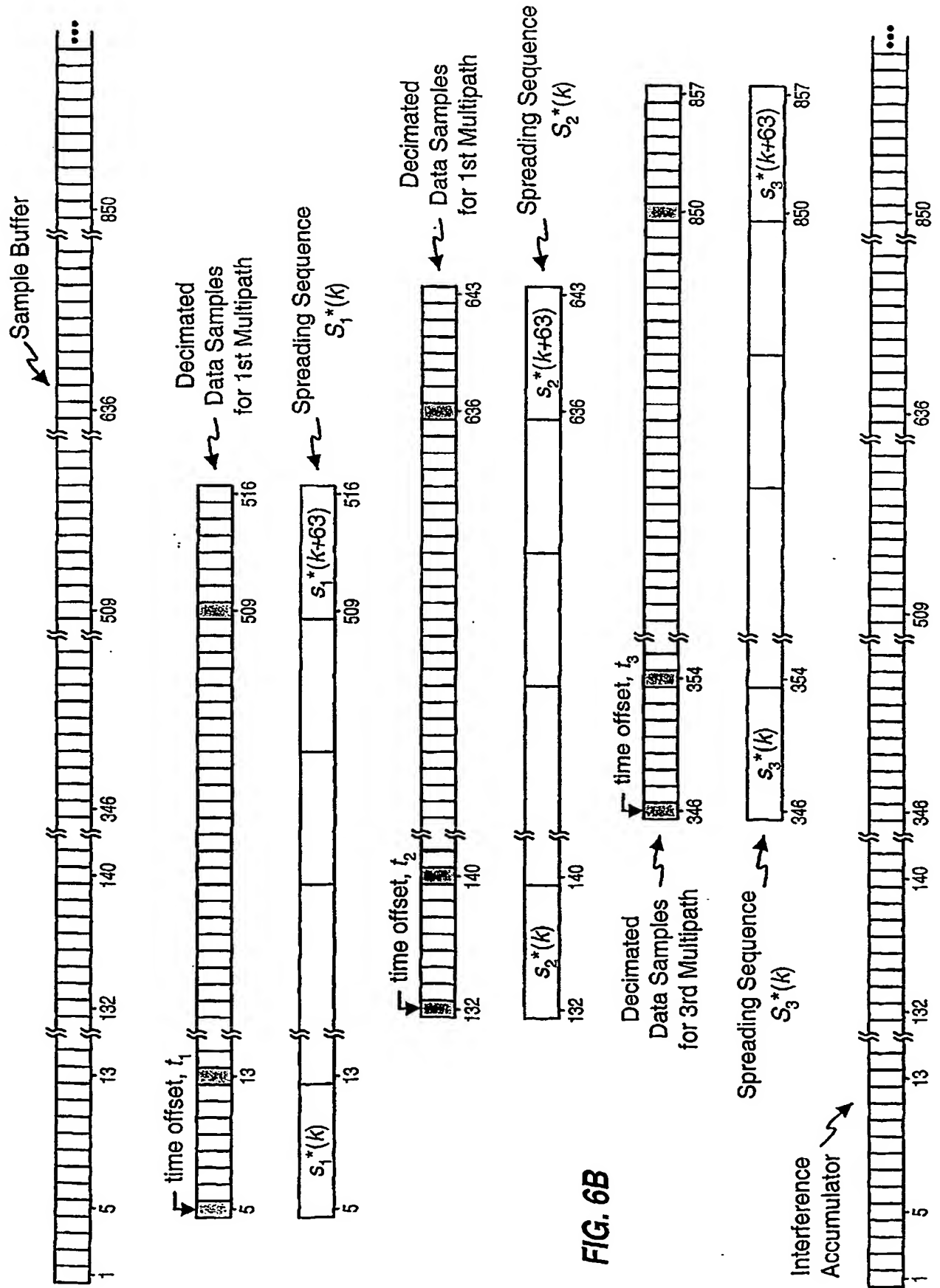
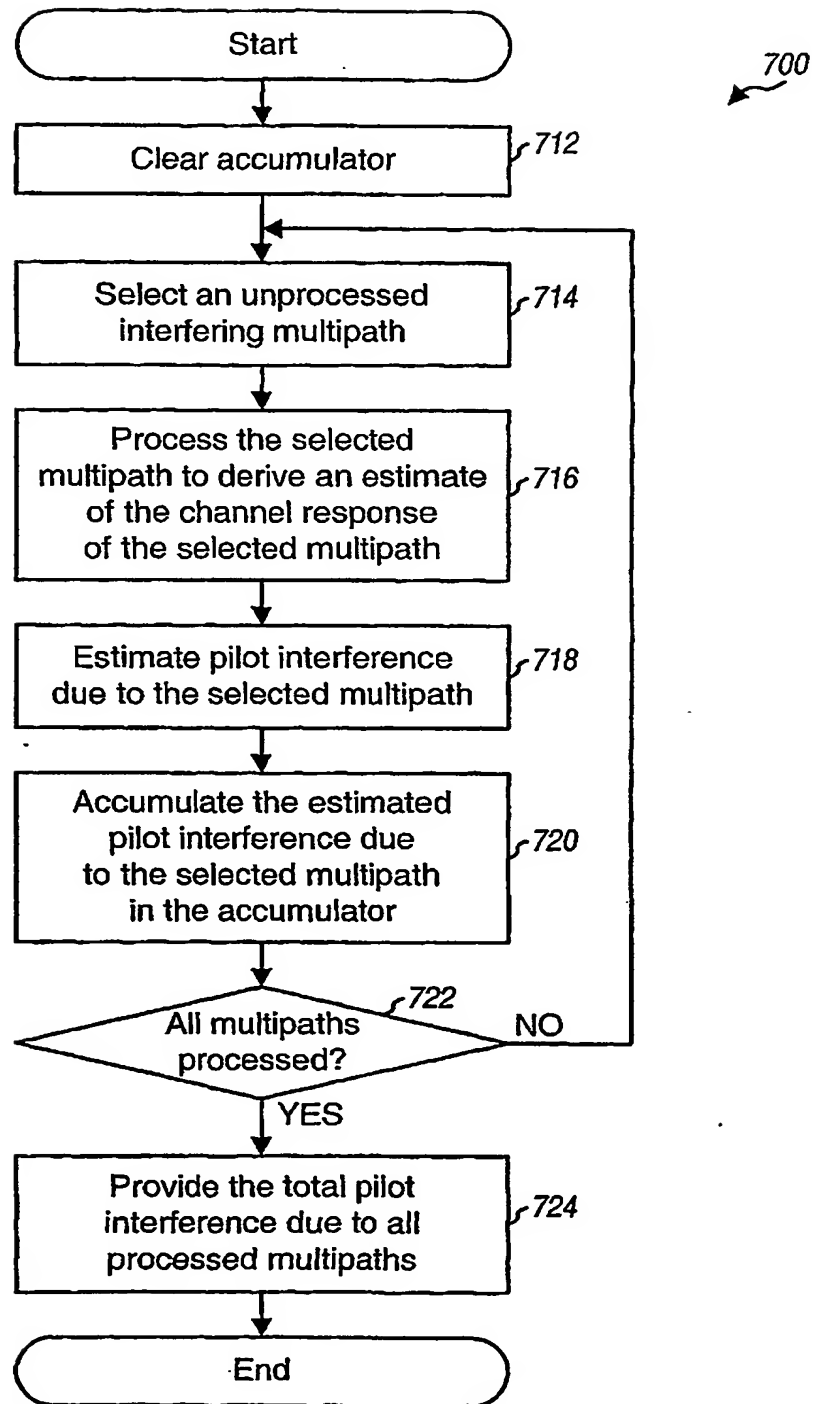
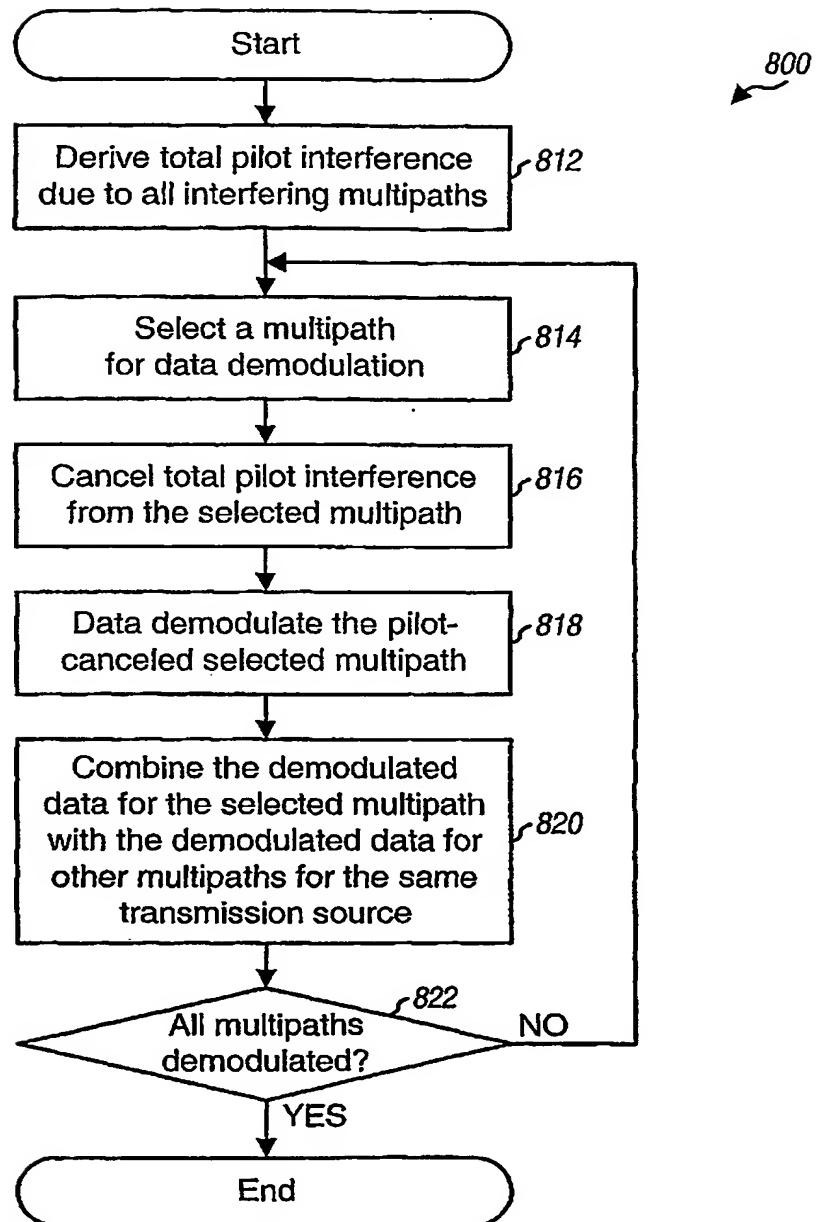


FIG. 6B

8/9

**FIG. 7**

9/9

**FIG. 8**

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inte of Application No
PC1/US 02/18133

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04B1/707

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

INSPEC, EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	<p>US 6 067 292 A (BRINK STEPHAN TEN ET AL) 23 May 2000 (2000-05-23) abstract; figures 6,7,10,12,14,16,16S,17,22,23 column 2, line 1 - line 42 column 7, line 4 -column 12, line 28 column 15, line 10 - line 22</p> <p style="text-align: center;">--- -/-</p>	1-5

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
- *G* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

19 September 2002

Date of mailing of the international search report

30/09/2002

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Bauer, F

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int'l Application No
PCT/US 02/18133

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	<p>IWAKIRI N: "INTERFERENCE REDUCTION EFFICIENCY OF A TURBO CODED CDMA MULTILAYER SYSTEM EQUIPPED WITH A PILOT CANCELER" VTC 1999-FALL. IEEE VTS 50TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE. GATEWAY TO THE 21ST. CENTURY COMMUNICATIONS VILLAGE. AMSTERDAM, SEPT. 19 - 22, 1999, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 CONF. 50, September 1999 (1999-09), pages 391-395, XP000929078 ISBN: 0-7803-5436-2 paragraph '000C!; figure 3</p>	1
X	<p>EP 0 980 149 A (IND TECH RES INST) 16 February 2000 (2000-02-16) paragraphs '0011!, '0017!, '0026!-'0032!; figure 2A</p>	1-5

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US 02/18133

Box I Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 1 of first sheet)

This International Search Report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. ☐ Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:
2. ☒ Claims Nos.: 6-45
because they relate to parts of the International Application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful International Search can be carried out, specifically:
see FURTHER INFORMATION sheet PCT/ISA/210
3. ☐ Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box II Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 2 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this International application, as follows:

1. ☐ As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this International Search Report covers all searchable claims.
2. ☐ As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fee, this Authority did not invite payment of any additional fee.
3. ☐ As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this International Search Report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:
4. ☐ No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this International Search Report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

Remark on Protest

- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest.
- ☐ No protest accompanied the payment of additional search fees.

FURTHER INFORMATION CONTINUED FROM PCT/ISA/ 210

Continuation of Box I.2

Claims Nos.: 6-45

In view of the large number of independent claims (5), and on the even larger number of claims dependent on the not novel claims 1 and 3 (16), which render it difficult, if not impossible, to determine the matter for which protection is sought, the present application fails to comply with the clarity and conciseness requirements of Article 6 PCT (see also Rule 6.1(a) PCT) to such an extent that a meaningful search is impossible. Consequently, the search has been carried out for those parts of the application which do appear to be clear (and concise), namely claims 1-5.

The applicant's attention is drawn to the fact that claims, or parts of claims, relating to inventions in respect of which no international search report has been established need not be the subject of an international preliminary examination (Rule 66.1(e) PCT). The applicant is advised that the EPO policy when acting as an International Preliminary Examining Authority is normally not to carry out a preliminary examination on matter which has not been searched. This is the case irrespective of whether or not the claims are amended following receipt of the search report or during any Chapter II procedure.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Int # Application No
PCT/US 02/18133

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 6067292	A	23-05-2000	US 6009089 A 28-12-1999
		EP 0876002 A2 04-11-1998	
		JP 10327126 A 08-12-1998	
		KR 263801 B1 16-08-2000	
EP 0980149	A	16-02-2000	US 6154443 A 28-11-2000
		EP 0980149 A2 16-02-2000	
		TW 419912 B 21-01-2001	

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-マ-ト*(参考)
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 B 7/26	1 0 9 N 5 K 0 2 2
H 0 4 J 13/00		H 0 4 J 13/00	A 5 K 0 6 7
H 0 4 Q 7/36		H 0 4 B 7/26	1 0 5 D
			1 0 9 G

審査請求 有 請求項の数22 O L (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願2002-101845(P2002-101845)	(71) 出願人	390019839 三星電子株式会社 大韓民国京畿道水原市八達区梅灘洞416
(22) 出願日	平成14年4月3日(2002.4.3)	(72) 発明者	黄 承吾 大韓民国京畿道龍仁市水枝邑竹田里(番地なし) 碧山アパート203棟501號
(31) 優先権主張番号	2 0 0 1 - 0 1 9 6 9 7	(72) 発明者	金 宰烈 大韓民国京畿道軍浦市山本二洞(番地なし) 山本九團地白頭アパート960棟1401號
(32) 優先日	平成13年4月3日(2001.4.3)	(74) 代理人	100064908 弁理士 志賀 正武 (外1名)
(33) 優先権主張国	韓国 (K R)		
(31) 優先権主張番号	2 0 0 1 - 0 2 8 1 6 9		
(32) 優先日	平成13年5月22日(2001.5.22)		
(33) 優先権主張国	韓国 (K R)		

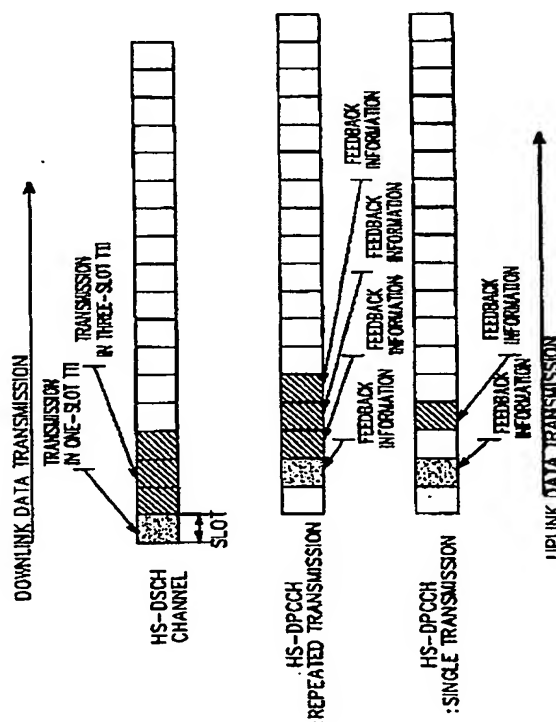
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 符号分割多重接続移動通信システムにおける制御データ伝送方法

(57) 【要約】

【課題】 逆方向制御チャネルを構成するにおいて、1つ以上の逆方向物理チャネルを構成し、各制御チャネルは符号分割多重化方式でチャネルを構成し、各逆方向物理チャネルを通して伝送される信号の特性を区分して伝送する逆制御チャネルを構成するための装置及び方法を提供する。

【解決手段】 符号分割多重接続移動通信システムの基地局が高速パケットデータを端末機に伝送する方法は、パイロット信号、伝送フォーマット組合せ指示者ビット、順方向電力制御命令信号、専用チャネルデータ、及び共用制御チャネルを指定する高速パケットデータ表示情報を含む専用物理チャネル信号を伝送する過程と、高速パケットデータを前記端末が受信するために必要な制御情報を指定された共用制御チャネルを通して伝送する過程と、高速パケットデータを制御情報に含まれる拡散コードで拡散させる高速物理共用チャネルを通して伝送する過程と、を含む。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 符号分割多重接続移動通信システムで基地局が高速バケットデータを端末機に伝送する方法において、

パイロット信号、伝送フォーマット組合せ指示者ビット、順方向電力制御命令信号、専用チャネルデータ、及び共用制御チャネルを指定する高速バケットデータ表示情報を含む専用物理チャネル信号を伝送する過程と、前記高速バケットデータを前記端末が受信するために必要な制御情報を前記指定された共用制御チャネルを通して伝送する過程と、

前記高速バケットデータを前記制御情報に含まれる拡散コードで拡散させて高速物理共用チャネルを通して伝送する過程と、

を含むことを特徴とする高速バケットデータ伝送方法。

【請求項2】 前記専用チャネルデータを伝送する領域を、前記高速バケットデータ表示情報を伝送するための領域に割り当てることを特徴とする請求項1の方法。

【請求項3】 前記制御情報は、変調／コーディング方式レベル、前記高速ブルチンチャネルに使用される拡散コード、複合再伝送方式によるプロセス番号、及び複合再伝送方式によるバケット番号を含むことを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項4】 前記共通制御チャネルは、相違する拡散コードを割り当てて複数個として使用されることを特徴とする請求項1記載の高速バケットデータ伝送方法。

【請求項5】 前記高速バケットデータ表示情報は、前記複数の共通制御チャネルのそれぞれの拡散コード情報を含むことを特徴とする請求項4記載の高速バケットデータ伝送方法。

【請求項6】 前記高速バケットデータ表示情報は、伝送区間を構成する複数のスロットに分けて伝送されることを特徴とする請求項1記載の高速バケットデータ伝送方法。

【請求項7】 前記高速バケットデータ表示情報は、伝送区間を構成する複数のスロットのいずれか1つのスロットを通して伝送されることを特徴とする請求項1記載の高速バケットデータ伝送方法。

【請求項8】 符号分割多重接続移動通信システムで基地局からの高速バケットデータを端末が受信する方法において、

前記基地局からの専用物理制御チャネル信号によって、パイロット信号、伝送フォーマット組合せ指示者ビット、順方向電力制御命令信号、専用チャネルデータ、及び共通制御チャネルを指定する高速バケットデータ表示情報を受信する過程と、

前記高速バケットデータ表示情報によって指定された共通制御チャネル信号によって前記高速バケットデータを受信するに必要な制御情報を受信する過程と、

前記制御情報に含まれた拡散コードによって前記基地局

からの高速物理共通制御チャネルチャネル信号を逆拡散して前記高速バケットデータを受信する過程と、を含むことを特徴とする高速バケットデータ受信方法。

【請求項9】 前記専用チャネルデータが伝送される領域の一部領域を通して前記高速バケットデータ表示情報が受信されることを特徴とする請求項8記載の高速バケットデータ受信方法。

【請求項10】 前記制御情報は、変調／コーディング方式レベル、前記高速物理共通制御チャネルチャネルに使用される拡散コード、複合再伝送方式によるプロセス番号、及び複合再伝送方式によるバケット番号を含むことを特徴とする請求項8記載の高速バケットデータ受信方法。

【請求項11】 前記共通制御チャネルは、相違する拡散コードを割り当てて複数個として使用されることを特徴とする請求項8記載の高速バケットデータ受信方法。

【請求項12】 前記高速バケットデータ表示情報は、前記複数の共通制御チャネルのそれぞれの拡散コード情報を含むことを特徴とする請求項11記載の高速バケットデータ受信方法。

【請求項13】 前記高速バケットデータ表示情報は、伝送区間を構成する複数のスロットに分けて受信されることを特徴とする請求項8記載の高速バケットデータ受信方法。

【請求項14】 前記高速バケットデータ表示情報は、伝送区間を構成する複数のスロットのいずれか1つのスロットを通して受信されることを特徴とする請求項8記載の高速バケットデータ受信方法。

【請求項15】 専用物理データチャネルを通してデータを伝送する符号分割多重接続移動通信システムの端末が基地局からの高速バケットデータに対応してフィードバック情報を伝送する方法において、

前記逆方向専用物理データチャネルに対応する制御情報を第1拡散コードによって拡散して第1専用物理制御チャネル信号として伝送する過程と、

前記高速バケットデータに回答した前記フィードバック情報を前記第1拡散コードと相違する第2拡散コードによって拡散して第2専用物理制御チャネル信号として伝送する過程と、

を含むことを特徴とする方法。

【請求項16】 前記第1専用物理制御チャネル信号は、Qチャネルを通して伝送され、前記専用物理データチャネル信号及び前記第2専用物理制御チャネル信号は、Iチャネルを通して伝送されることを特徴とする請求項15記載の方法。

【請求項17】 前記第2専用物理制御チャネル信号は、少なくとも前記高速バケットデータに対応する肯定的な認知信号(A C K)または否定的認知信号(N A C K)を含むことを特徴とする請求項15記載の方法。

【請求項18】 前記第2専用物理制御チャネル信号の

拡散率は、前記第1専用物理制御チャネル信号の拡散率に比べて小さい値であることを特徴とする請求項15記載の方法。

【請求項19】 符号分割多重接続移動通信システムで高速パケットデータを端末に伝送し、前記端末から逆方向専用物理データチャネルを通して使用者データを受信する基地局が前記高速パケットデータに対応した前記端末からのフィードバック情報を受信する方法において、第1拡散コードによって拡散された第1専用物理制御チャネル信号を通して前記逆方向専用物理データチャネルに対応する制御情報を受信する過程と、前記第1拡散コードと相違する第2拡散コードによって拡散された第2専用物理制御チャネル信号を通して前記高速パケットデータに回答した前記フィードバック情報を受信する過程と、を含むことを特徴とする方法。

【請求項20】 前記第1専用物理制御チャネル信号は、Qチャネルを通して受信され、前記専用物理データチャネル信号及び前記第2専用物理制御チャネル信号は、Iチャネルを通して受信されることを特徴とする請求項19記載の方法。

【請求項21】 前記第2専用物理制御チャネル信号は少なくとも前記高速パケットデータに対応する肯定的認知信号(ACK)または否定的認知信号(NACK)を含むことを特徴とする請求項19記載の方法。

【請求項22】 前記第2専用物理制御チャネル信号の拡散率は、前記第1専用物理制御チャネル信号の拡散率に比べて小さい値であることを特徴とする請求項19記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、符号分割多重接続移動通信システムの順方向及び逆方向制御チャネルの伝送装置及び方法に関し、特に、高速順方向パケット接続サービスを支援しない移動通信システムと高速順方向パケット接続サービスを支援する移動通信システムとの間の互換性を維持するための順方向及び逆方向制御チャネルの伝送装置及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】最近の移動通信システムは、初期の音声中心のサービスから、データサービス及びマルチメディアサービスの提供のための高速、高品質の無線データパケット通信システムに発展している。さらに、現在の非同期方式(3GPP)と同期方式(3GPP2)とに両分される第3世代移動通信システムは、高速、高品質の無線データパケットサービスのための標準化作業が行われている。一例として、3GPPでは、HSDPA(High Speed Downlink Packet Access: 以下、HSDPAと称する)に対する標準化作業が進行されており、3GPP2では、1xEV-DVに対する標準化作業が進行されて

いる。前記のような標準化作業は、第3世代移動通信システムにおいて2Mbps以上の高速、高品質の無線データパケット伝送サービスに対する解法を探すための代表的な努力であり、4世代移動通信システムは、それ以上の高速、高品質のマルチメディアサービス提供を目的とする。

【0003】前記HSDPAにおいては、既存の移動通信システムで提供された一般的な技術以外に、チャネル変化に対する適応能力向上を可能にする他の進歩した技術が必要である。前記HSDPAにおいて、高速パケット伝送を支援するために3つの方式が新しく導入された。

【0004】第1に、適応変調/コーディング方式(Adaptive Modulation and Coding Scheme: 以下、AMCSと称する)は、セル(cell)と使用者との間のチャネル状態によってデータチャネルの変調方式及びコーディング方式を決定することによってセル全体の使用効率を高める方式である。前記変調方式及びコーディング方式の組合せは、変調/コーディング方式(Modulation and Coding Scheme: MCS)と言い、レベル1からレベルnまで複数個のMCSとして定義することができる。前記AMCSは、前記MCSのレベルを使用者とセルとの間のチャネル状態によって適応的に決定して、全体の使用効率を高める方式である。

【0005】第2に、複合再伝送方式(Hybrid Automatic Repeat Request: 以下、HARQと称する)のいずれか1つである多チャネル停止-待機複合自動再伝送(n-channel Stop And Wait Hybrid Automatic Re-transmission Request: n-channel SAWHARQ)方式を説明すると次のようである。既存のARQ方式は、使用者端末と基地局制御器との間に認知信号(Acknowledgement: ACK)及び再伝送パケットの交換が行われた。しかしながら、前記HSDPAにおいては、使用者端末と基地局のMAC階層の順方向データチャネル(High Speed-Downlink Shared Channel: HS-DSCH)との間でACK及び再伝送パケットが交換される。さらに、n個の論理的なチャネルを構成してACKを受信しない状態で複数のパケットを伝送することができる。より詳細に説明すると次のようである。通常的な停止-待機自動再伝送(Stop and Wait ARQ)方式においては、以前のパケットのACKを受信しないと、次のパケットを伝送することができない。従って、パケットが伝送できるにもかかわらず、ACKを待機しなければならない場合が発生する短所がある。しかしながら、前記n-channel SAWHARQにおいては、ACKを受信しない状態で多数のパケットを連続的に伝送してチャネルの使用効率を高めることができる。つまり、使用者端末と基地局との間にn個の論理的なチャネルを設定し、特定の時間または明示的なチャネル番号によってそのチャネルを識別すると、受信側である使用者端末にお

いては、任意の時点で受信したパケットがどのチャネルに属するパケットであるかを分かる。さらに、受信されるべき順にパケットを再構成することができる。

【0006】第3に、高速セル選択(Fast Cell Selection: FCS)方式に対して説明する。前記FCS方式は、前記HSDPAを使用している使用者端末がセル重畳領域(soft handover region)に進入する場合、最も良好なチャネル状態を維持しているセルのみからパケットを受信するようにすることによって全体的な干渉(interference)を減少させる方式である。さらに、最も良好な

チャネル状態を提供するセルが変更される場合、そのセルのHS-DSCHを利用してパケットを受信し、この時、伝送断絶時間が最小になる。

【0007】以上、説明したように、前記HSDPAにおいては、新しく導入された方式を適用するために、使用者端末と基地局との間に下記のような新しい制御信号を交換する必要がある。つまり、前記AMCSを支援するためには、使用者端末が基地局とのチャネルに対する情報を提供すべきであり、前記基地局は、そのチャネル状況によって決定されたMCSレベルを前記端末に知らせるべきである。一方、前記n-channel SAW HARQを支援するためには、使用者端末が基地局にACKまたはNACK(Negative Acknowledgement)信号を送信すべきである。最後に、前記FCS方式を支援するためには、使用者端末が最も良好なチャネルを提供する基地局を指示する最適セル通報信号を該当の基地局に伝送すべきである。さらに、最適セルが変更される場合、その時点で端末のパケット受信状況を基地局に通報すべきである。前記基地局は、端末が最適セルを正しく選択することができるように必要な情報を提供すべきである。

【0008】前述したように、HSDPAを支援する場合は、前記HSDPAを支援するための追加情報が要求されるので、前記HSDPAを支援するか否かによって、端末機と基地局との間には相違する構造を有する逆方向専用物理チャネルが使用される。

【0009】まず、従来のHSDPAを支援しない場合において、端末機と基地局との間に使用される逆方向専用物理チャネルに対して説明する。

【0010】図9は、前述したHSDPAを支援しない端末機と基地局との間の逆方向専用物理チャネル(Uplink Dedicated Physical Channel: 以下、UL-DPCHと称する)の構造を示す。

【0011】図9に示すHSDPAを支援しない従来のUL-DPCHの1つのフレームは、15個のスロット(slot #0~slot #14)から構成される。前記UL-DPCHとしては、逆方向専用物理データチャネル(Uplink Dedicated Physical Data Channel: 以下、UL-DPDCHと称する)及び逆方向専用物理制御チャネル(Uplink Dedicated Physical Control Channel:

以下、UL-DPCCCHと称する)が存在する。前記UL-DPDCCHの1つのフレームを構成するスロットのそれぞれを通しては、端末から基地局に上位階層データが伝送される。一方、前記UL-DPCCCHの1つのフレームを構成するそれぞれのスロットは、パイロットシンボル、伝送フォーマット組合せ指示者(Transmit Format Combination Indicator: 以下、TFCIと称する)ビット、フィードバック情報(Feedback Information: 以下、FBIと称する)シンボル、及び順方向送信電力制御命令語(Transmit Power Control Commander: 以下、TPCと称する)シンボルから構成される。前記パイロットシンボルは、端末機が基地局に伝送するデータを復調する時にチャネル推定信号として利用され、前記TFCIビットは、現在伝送されているフレームの間のチャネルがどの伝送フォーマット組合せ(TFC)を使用してデータを伝送するかを示す。前記FBIシンボルは、送信ダイバーシティ技術の使用の時にフィードバック情報を伝送し、前記TPCシンボルは、順方向チャネルの送信電力を制御するためのシンボルである。前記UL-DPCCCHは、直交コードを利用して拡散されて伝送される。この時に使用される拡散率(spreading factor: 以下、SFと称する)は、256に固定されている。

【0012】次に、従来のHSDPAを支援する場合において、端末機と基地局との間に使用されるUL-DPCHのうちUL-DPCCCHに対して説明する。

【0013】図9に示すUL-DPCCCHの構造では前記HSDPAのために必要な情報を伝送することができないので、新しいチャネル構造が必要である。従って、図10及び図11においては、今まで論議されたHSDPAを支援するためのUL-DPCCCHの例を示す。

【0014】図10においては、図9に示すUL-DPCCCHのスロット構造を変化させたHSDPAを支援するためのスロット構造の一例を示す。図10のスロット構造においては、SF=128を使用することによって、同一のチップレートでより多くのビット(20ビット)の伝送を可能にする。従って、前記UL-DPDCCHのための制御情報だけでなく、HSDPAのための制御情報の伝送を可能にする。この時、前記UL-DPCCCHを構成するそれぞれのスロットは、同一の構造を有する。図10において、パイロットシンボル、TFCIビット、FBIシンボル、TPCシンボルなどは、HSDPAを支援しない場合と同一の情報として使用される。一方、図10において、Ackは、順方向HSDPAデータの受信の時に誤謬が検出されているか否かを示し、Measは、順方向データ伝送の時に適切なMCSレベルを決定するために端末機で測定した順方向チャネル状態を基地局に伝送するために使用される。

【0015】図11A乃至図11Dにおいては、図9に示すUL-DPCCCHのスロット構造を変化させてHSDPAを支援するためのスロット構造の他の例を示す。

図11A乃至図11Dに示すスロット構造は、図10のスロット構造と同様にSF=128を使用して同一のチップレートでより多くのビットの伝送を可能にする。従って、前記UL-DPDCHのための制御情報だけでなく、HSDPAのための制御情報の伝送を可能にする。図11A乃至図11Dのスロット構造は、スロット毎に同一のスロット構造が使用される図10のスロット構造とは違って、3スロットからなるTTI内でUL-DPCCHのスロット構造が変化することができる。従って、時間分割方式によって制御情報の伝送を可能にする。つまり、図11Aは、TTI内でUL-DPDCHのための制御情報のみを伝送する例を示す。図11Bは、TTI内で前の2つのスロットにおいてはHSDPAのための制御情報を伝送し、最後のスロットにおいてはUL-DPDCHのための情報を伝送する例を示す。図11Cは、TTI内の前の2つのスロットにおいてはUL-DPDCHのための制御情報を伝送し、最後のスロットにおいてはAck/Nack情報を伝送する例を示す。図11Dは、前の2つのスロットではAck/Nackを除いたHSDPAのための制御情報を伝送し、最後のスロットではAck/Nackを伝送する例を示す。つまり、図11A乃至図11Dでは、必要によってTTI内のスロット構造をスロット別に相違して構成することができることを示す。前記のように、ACK情報をTTI内の1つのスロットのみで伝送し、残りのスロットではその他のHSDPAのための制御情報またはUL-DPDCHのための制御情報を伝送するようにすることによって、基地局がACKを処理してHSDPAデータを再伝送するか否かを決定し、再伝送を準備する十分な時間を与えることができる。

【0016】前述したように、基地局及び端末の両方もがHSDPAサービスを提供する場合、図10及び図11A乃至図11DのようなUL-DPCCHの構造を前記基地局及び前記端末が両方とも知っている。従って、前記UL-DPDCHを通してデータを伝送することができる。しかしながら、基地局と端末のいずれの1つでもHSDPAサービスを提供しない場合、図10及び図11A乃至図11Dにおける構造を有するUL-DPCCHを使用することができない。例えば、基地局が前記HSDPAサービスを提供したい場合、前記基地局は、端末から図10及び図11A乃至図11Dの構造によって伝送されるUL-DPCCHを受信することができない。

【0017】一方、端末が前記HSDPAサービスを支援する基地局だけでなく、前記HSDPAを支援しない基地局のサービス領域が重畳されるソフトハンドオーバー領域(soft handover region: 以下、SHOと称する)に位置する状況が発生する可能性がある。前記のような状況において、前記HSDPAを支援しない基地局の場合は、図10及び図11A乃至図11DのようなUL-

DPCCCHの構造を知らない。図10及び図11A乃至図11Dに示すUL-DPCCHを通しては、UL-DPDCHを通して伝送されるデータに対応する制御情報が伝送される。従って、前記HSDPAを支援しない基地局は、前記UL-DPDCHを通して伝送されるデータに対応する制御情報を受信することができない問題が発生する。HSDPAサービスを支援する端末が、図10及び図11A乃至図11Dのような逆方向専用物理制御チャネルの構造を使用する場合、逆方向専用物理データチャネルを通して伝送されるデータのために送信された制御情報をHSDPAを支援しない基地局が受信することができない問題点が発生する。

【0018】従って、前記UL-DPDCHを通して伝送されるデータのために前記HSDPAサービスを支援する端末から送信された制御情報を前記HSDPAを支援しない基地局が受信できるように前記UL-DPCCHが設計されるべきである。つまり、前記HSDPAサービスを支援する端末と前記HSDPAを支援しない基地局との1間の互換性を維持することができるように、前記UL-DPCCHが設計されるべきである。

【0019】通常的に、前記HSDPAサービスを支援するために基地局から端末に伝送されるべき情報は、次のようである。

1)HSDPA指示者(HSDPA Indicator: 以下、HIと称する): 端末が受信すべきHSDPAデータの有無を知らせる。

2)MCSレベル: 高速順方向共有チャネル(High Speed-Downlink Shared Channel: 以下、HS-DSCHと称する)において使用される変調及びチャネルコーディング方法を知らせる。

3)HS-DSCHチャネル化コード: HS-DSCHにおいて特定の端末のために使用されたチャネル化コードを知らせる。

4)HARQプロセス番号: n-channel SAW HARQを使用する場合、HARQのための論理的なチャネルのうち特定のバケットに属するチャネルを知らせる。

5)HARQバケット番号: FCSにおいて最適セルが変更される場合、新しく選択された最適セルに端末がHSDPAデータの送状態を知らせることができるようにするために順方向データバケットの番号を端末に知らせる。

【0020】前記情報以外にも、前記基地局から端末に伝送されるべき情報として、逆方向送信電力オフセット値がある。これは、前記選択された最適セルを知らせるための最適セル情報が周辺の基地局によって良好に受信されるように端末が逆方向送信電力オフセットを適用して送信することができるからである。

【0021】既存のHSDPAサービスを支援しない移

動通信システム (Release-99) において定義された順方向専用物理チャネル (Downlink-Dedicated Physical Channel: 以下、DL_DPCCHを称する) の構造は、図16に示すようである。

【0022】図16を参照すると、第1データフィールド(Data1)及び第2データフィールド(Data2)は、上位階層動作を支援するためのデータまたは音声などの専用サービスを支援するためのデータを伝送する。TPCフィールドは、逆方向送信電力を制御するための順方向送信電力制御命令を伝送し、TFCIフィールドは、前記第1データフィールド(Data1)及び前記第2データフィールド(Data2)の伝送フォーマット組合せ情報を伝送する。パイロット(Pilot)は、予め約束されたシンボル列であって、端末が順方向チャネル状態を推定するに使用される。

【0023】図16に示すRelease-99において定義されたDL_DPCCHの構造では前記HSDPAサービスのための基地局が端末に知らせるべき情報を伝送することができない。従って、前記HSDPAサービスのためには、新しいDL_DPCCHの構造が必要である。一方、前記HSDPAを支援する端末は、HSDPAを支援する基地局からHS-DSCHを通してデータパケットを受信すると同時に、前記HSDPAを支援する基地局及び前記HSDPAを支援しない基地局からDL_DPCCHを通してデータを受信する状況が発生することができる。従って、前記HSDPAのためのDL_DPCCHは、前記HSDPAサービスだけでなく、既存のRelease-99によって支援されたサービスまで支援できるように設定されるべきである。

【0024】前述したように、HSDPAサービスが常用化される場合、既存HSDPAサービスを支援する移動通信システムとの混用は避けられない。従って、前記HSDPAサービスを支援する移動通信システムと前記HSDPAサービスを支援しない移動通信システムとの相互間に互換性を有するようにUL-DPCCH及びDL_DPCCHが定義されるべきである。

【0025】

【発明が解決しようとする課題】従って、前記のような問題点を解決するための本発明の目的は、HSDPAが使用されるか否かに関係なく逆方向専用物理制御チャネルを使用することができる移動通信システムにおける制御データ伝送装置及び方法を提供することにある。

【0026】本発明の他の目的は、HSDPA用の逆方向専用物理制御チャネルを使用することによって少なくとも2つのチャネルを割り当てる制御データ伝送装置及び方法を提供することにある。

【0027】本発明のまた他の目的は、HSDPAを使用する移動通信システムにおいて、HSDPA用の逆方向制御情報をより信頼性できるように伝送することがで

きる制御データ伝送装置及び方法を提供することにある。

【0028】本発明のまた他の目的は、HSDPAを使用する移動通信システムの基地局が多数のHSDPA用の逆方向専用物理制御チャネルを受信することができる制御データ伝送装置及び方法を提供することにある。

【0029】本発明のまた他の目的は、HSDPAサービスを支援しない基地局及び端末機とHSDPAサービスを支援する基地局及び端末機との間の互換性を維持するための順方向及び逆方向制御チャネルの伝送装置及び方法を提供することにある。

【0030】

【課題を解決するための手段】前記のような目的を達成するための第1見地において、本発明は、符号分割多重接続移動通信システムの基地局が高速パケットデータを端末機に伝送する方法は、パイロット信号、伝送フォーマット組合せ指示者ビット、順方向電力制御命令信号、専用チャネルデータ、及び共用制御チャネルを指定する高速パケットデータ表示情報を含む専用物理チャネル信号を伝送する過程と、前記高速パケットデータを前記端末が受信するために必要な制御情報を前記指定された共用制御チャネルを通して伝送する過程と、前記高速パケットデータを前記制御情報に含まれる拡散コードで拡散させる高速物理共用チャネルを通して伝送する過程と、を含む。

【0031】

【発明の実施の形態】以下、本発明に従う好適な実施形態について添付図を参照しつつ詳細に説明する。下記の説明において、本発明の要旨のみを明確にする目的で、関連した公知機能または構成に関する具体的な説明は省略する。

【0032】以下、本発明において、HSDPAサービスを支援しない端末及び基地局と、HSDPAサービスを支援する端末及び基地局との間の互換性を維持するための方案に関して提案する。このためには、UL-DPCCH及びDL-DPCCHのそれぞれが新しく定義されるべきであり、前記新しい定義による送信器及び受信器が提案されるべきである。

【0033】まず、本発明においては、HSDPAサービスのための制御情報を逆方向に伝送する方法及び実際に制御情報を伝送するためのUL-DPCCHの構造の例を提示する。この時、前記HSDPAのためのUL-DPCCHを構成するにおいて、既存のUL-DPCCHに追加して、新しい制御チャネルを通して前記HSDPAを支援するために必要な制御情報を伝送する。このための方案として、1つの新しい制御チャネルを使用する方案及び1つ以上の新しい制御チャネルを使用する方案がある。

【0034】通常的に、逆方向の場合、全ての端末は、全てのOVSF (Orthogonal Variable length Spreadin

g Factor)コードを割り当てることのできる、チャネル化コード(channelization code)資源が豊かである。さらに、既存のUL-DPCCHを修正する場合、既存の移動通信システムとの互換性に問題が発生することがあり、チャネル構造が非常に複雑になる。従って、本発明においては、新しいチャネル化コードを利用してUL-DPCCHを新しく定義する方式を提供する。前記のような方式を提供するようになると、前記HSDPAサービス状態においても、既存のUL-DPCCHも送信されているので、前記HSDPAを支援する端末が前記HSDPAを支援しない基地局と通信するようになる場合にも、スロット構造を変更する必要がない。以下、前記新しく定義されたUL-DPCCHをHS-DPCCHと称する。

【0035】一方、前記HSDPAを支援するために逆方向に伝送すべき制御情報は、次のようである。

【0036】まず、端末は、基地局にチャネル品質を報告すべきである。通常的に、前記チャネル品質は、共通パイロットチャネル(Common Pilot Channel: CPICH)の受信強度測定値(Received Signal Coded Power: RSCP)を通して決定される。この時、端末は、自分が属する最適セルのチャネル品質だけでなく、隣接した全てのセルのチャネル品質も測定する。前記チャネル品質は、該当する基地局と端末との間のチャネル品質である。本発明においては、チャネル品質情報をチャネル品質識別子(Channel Quality Indication: 以下、CQIと称する)と言う。

【0037】前記端末は、基地局が送信したデータの誤謬有無を確認して、その結果を認知信号(ACK)または否定的認知信号(NACK)に乗せて伝送する。通常的に、SAW ARQ方式において、ACK及びNACKは、1ビットで表現することができ、前記HSDPAは、 $n\text{-channel SAW ARQ}$ 方式を使用しても、ACK/NACK信号に1ビットだけを割り当てる。本発明においては、送信したデータの誤謬有無を指示する情報をACK/NACKと言う。

【0038】前記端末は、自分と通信している最適セルだけでなく、受信できる全ての隣接セルのチャネル品質を測定する。この時、任意の隣接セルが現在の最適セルより優れたチャネル品質を有する場合、端末は、その隣接セルを新しい最適セルとして指定する。また、前記新しく指定された最適セルと通信する。この時、現在の最適セルよりチャネル品質が優れた隣接セルに、前記隣接セルが新しい最適セルになったことを知らせるべきであり、本発明においては、前記制御信号を最適セル識別子(Best Cell Indication: 以下、BCIと称する)と言う。

【0039】前述したFCSを送行するために、前記端末は、受信状況を新しい最適セルに知らせるべきである。この時、前記端末の受信状況は、今まで受信したパ

ケットの識別子の集合を利用して知らせることができ。例えば、ケットに一連番号が与えられ、前記一連番号が以前の最適セル(Old Best Cell)、新しい最適セル(New Best Cell)、及び端末において一貫して管理されている場合、前記受信状況は、より小さい情報のみによっても伝達が可能になる。本発明においては、前記受信状況をEQS(End Queue Status)と言う。

【0040】一方、前記基地局は、前記のような逆方向情報を受信するためにチャネル推定を必要とする。それによって、前記のような情報以外に、前記チャネル推定のためのパイロットチャネル(Pilot Channel)及び逆方向電力制御のための電力制御ビットなどが追加に必要である。

【0041】要するに、本発明において提案されるHS-DPCCHを通して伝達されるべき情報は、CQI、ACK/NACK、BCI、EQS、パイロットチャネル、電力制御ビットなどがある。

【0042】一方、前記情報は、再び伝送されるべき時点によって、2種類に区分される。つまり、定期的に伝送されるCQI、ACK/NACK、BCIと、前記FCSが実行される時のみに伝送されるべきEQSとに区分される。前記BCIも、前記FCSと密接な連関があるので、前記FCSが実行される時のみに伝送されるべき情報とみなすことができる。しかしながら、本発明においては、前記BCIを周期的に伝送して前記BCIの信頼度を高める。

【0043】前記情報を基地局に伝達する物理階層チャネルには、DPCCH及びDPDCHがある。前記DPCCHを通して制御情報を伝達する場合、速い伝送ができるという長所があるが、伝送できるデータの量が制限されて常に伝送しなければならないという短所がある。一方、前記DPDCHを通して制御メッセージを伝達する場合、必要な時のみに伝送ができるという長所があるが、情報伝達にかかる時間が長くなるという短所がある。前記DPCCH及び前記DPDCHの長所及び短所を考慮して、本発明においては、FCSが実行される時のみに伝送される情報、つまり、EQSは前記DPDCHを通して伝送する。しかしながら、周期性を有して伝送される情報、つまり、CQI、ACK/NACK、BCIは、前記DPCCHを通して伝送される。既存の非同期方式の移動通信システムにおいて、前記DPCCHは、DPCHの制御チャネルを意味する。従って、本発明において提案されるDPCCHは、HS-DPCCH(High Speed-DPCCH)と言う。前記周期性を有する情報は、伝送区間(Time To Interleaving: 以下、TTI称する)を単位として伝送される。

【0044】前記TTIを単位にしてデータを伝送する送信器は、図1に示す構成を有する。図1を参照すると、基地局のMAC階層におけるHS-DSCHは、物理階層に伝送ブロック(Transport Block)を提供する。

この時、前記伝送ブロックは、上位階層で分割(segmentation)されたデータにMACヘッダ(header)が追加された形態を有する。前記伝送ブロックはテールビット生成器102に入力され、前記テールビット生成器102は、前記伝送ブロックに符号化の性能を向上させるためのテールビット(tail bit)を時間的に混合して出力する。前記テールビットが混合された伝送ブロックは、符号器103によって所定の符号化過程を経て符号化シンボルとして出力される。前記出力された符号化シンボルは、レートマッチング器104に入力されてシンボル反復及び穿孔を通して前記TTIで伝送することができるシンボルの数の分だけに合わせて出力される。前記レートマッチングされたシンボルは、インタリーバ105に入力されてインタリービングされた後、信号変換器106に提供される。前記信号変換器106に提供された前記インタリービングされたシンボルは、所定の変調方式によって変調されて出力される。前記変調方式としては、QPSK、8-PSK、M-ary QAMなどがある。前記デマルチプレクサ108は、前記変調シンボルに対して順次に逆多重化を遂行してM個のシンボル列を出力する。前記M個のシンボル列のそれぞれは、対応する乗算器によって相違する直交符号(OVSF)と掛けられて合計器に印加される。前記それぞれの乗算器から出力されるM個のシンボル列は、前記合計器によってシンボル単位で合計されてから出力される。この時、前記符号器103の入力をコーディングブロック(coding block)と言う。通常的に、コーディングブロックと伝送ブロックとは相違するサイズを有する。前記サイズの差を補正することが前記テールビット生成器102のテールビットである。前記TTIは、任意の時点で前記コーディングブロックの伝送が完了するまでかかる時間を意味し、スロット単位を有する。つまり、任意のコーディングブロックを伝送するに3スロットが必要になると、前記TTIは3スロットである。前記TTIを決定する因子は、前記コーディングブロックのサイズ、MCSレベル、割り当てられたチャンネル化コードの数、及びSFである。

【0045】前記TTIが決定される過程をより詳細に説明すると、次のようである。

【0046】MCSレベルは、該当の時点のチャンネル品質によって決定され、符号化率と変調方式との組合せによって決定される。結果的に、チャンネル化コード当たりの伝送速度と1対1に対応される。例えば、SFが32であるチャンネル化コードがチャンネル化コード割り当て単位である場合、チャンネル化コード1つあたりに80 k s p s (symbol per second)の伝送能力を有する。任意のコーディングブロック伝送に割り当てられたMCSレベルの変調方式が64 QAMであり、符号化率(turbo coding rate)が0.5である場合、前記MCSレベルは、1つのシンボルあたりに3ビットを伝送することができ

る。従って、前記コーディングブロックの伝送に割り当てられたMCSレベルが前記のようであり、チャンネル化コードが20個割り当てられた場合、全体伝送速度は、80(チャンネル化コード当たり1つのシンボルに対する伝送速度)*3(1つのシンボルが伝送することができるビットの数)*20(該当する時点において1つの使用者端末に割り当てられたチャンネル化コードの数)=4800 k b p sになる。一方、コーディングブロックのサイズが3200ビットである場合、前記コーディングブロックのTTIは1スロットになる。前記のように、前記TTIは、MCSレベル、チャンネル化コードの数、及びコーディングブロックの3つの因子によって決定される。従って、前記MCSレベル及び1つの端末に割り当てられたチャンネル化コードの数は、時間によって変化する。前記TTIも変化する可能性が常に存在する。現在非同期方式の移動通信システムにおいて情報伝達に使用される時間の最も小さい単位が0.667 m s e cのサイズを有するスロットであることを勘案すると、前記TTIのサイズは、1スロット単位で変化する。ここで、周知する点は、周期性を有する情報の周期がTTIであることであり、前記情報が場合によって1スロット毎に伝送されるべきであるので、共通された周期として最小のTTIが使用されるべきであることである。前述したように、本発明において、EQS情報は、DPDCHを通して伝達されるので、前記EQS情報を上位階層のシグナリング(signaling)信号として伝送すべきである。前記EQS情報を利用するエンティティ(entity)が基地局のMAC HS-DSCHであるという点を勘案して、本発明においては、前記EQS情報をMAC PDU(Protocol Data Unit)で構成して伝送する。

【0047】次に、本発明においては、HSDPAサービスのための制御情報を順方向に伝送する方法及び実際に制御情報を伝送するためのDL-DPDCHの構造の例を提示する。前記HSDPAサービスのための制御情報としては、MCSレベル、HS-DSCHチャンネル化コード、HARQプロセス番号、HARQパケット番号などがある。

【0048】1.フィードバック情報伝送の例

以下、本発明の実施形態において基地局から受信されたデータに対応して端末が制御情報を逆方向チャンネルを通してフィードバックする例を説明する。

【0049】図2は、本発明の実施形態によって基地局から受信されたデータに対応して端末がフィードバック情報を伝送する過程の一例を示す。

【0050】図2を参照して説明すると、1スロットをTTIとして使用する基地局が順方向チャンネル(HS-DSCH)を通してデータを伝送する場合、端末は前記TTI単位(1スロット)でデータを受信するようになる。一方、前記端末は、前記受信したデータに対するフィードバック情報を、前記データを受信したスロットの

次のスロットで逆方向チャネル(HS-DPCCH)を通して伝送する。この時、前記フィードバック情報は、前記受信されたデータのTTIの長さと同じの1スロットの間に伝送される。

【0051】一方、3スロットをTTIとして使用する基地局が順方向チャネル(HS-DSCH)を通してデータを伝送する場合、端末は、前記TTI単位(3スロット)でデータを受信するようになる。前記端末は、逆方向チャネル(HS-DPCCH)を通して前記受信したデータに対するフィードバック情報を前記データを受信したTTIの最初のスロットの次のスロットから3スロット(1TTI)の間に伝送するようになる。つまり、前記のようなフィードバック動作は多様な長さのTTIによって順方向データ伝送及び逆方向データ伝送が遂行される。この場合、TTIが最小のTTIより大きい場合、図3のように、同一の情報に対する複数の伝送が発生する。前記の動作以外に本発明においては、前記TTIが変化しても、前記逆方向フィードバック情報は常に最小のTTI単位で一回のみ伝送(単数伝送)されるようにすることもできる。

【0052】図3を参照して、前記フィードバック情報の伝送長さを固定する方法を説明すると、TTIが1スロットである場合は、図2に示す動作と同一に動作する。しかしながら、順方向チャネル(HS-DSCH)を通したデータ伝送に対するTTIが3スロットである場合、順方向データを端末が受信すると、受信し始めた時点の次のスロットからフィードバック区間(TTI区間: 3スロット)内の1つのスロットの間のみに前記受信したデータに対するフィードバック情報を逆方向チャネル(HS-DPCCH)を通して伝送する。反面、既存のDPCCHは、既存の動作と同一に動作する。

【0053】2. フィードバック情報の構成の例
図4は、本発明の実施形態によるフィードバック情報を伝送するHS-DPCCH構造の6つの例(フィードバック情報構造1乃至フィードバック情報構造6)を示す図である。

【0054】図4に示すフィードバック情報構造1においては、CQI情報に6ビット、ACK/NACK情報に1ビット、BCI情報に3ビットが割り当てされている。この時、前記HS-DPCCHが拡散係数64を使用すると仮定する。一方、前記CQI情報に(10, 6)ブロックコーディング(block coding)、前記ACK/NACK情報に(10, 1)ブロックコーディング、前記BCI情報に(20, 3)ブロックコーディングをそれぞれ使用する場合、前記CQIに640チップ(chip)、前記ACK/NACKに640チップ、前記BCIに1280チップが割り当てられる。これは、図4の下段に示すスロット構造のようである。前記例においては、前記ACK/NACK情報に最も強力なブロックコーディングを使用した。もし、前記BCI情報が最も大事な情報で

ある場合、前記BCIに割り当てられた1280チップに対しては、伝送パワーを高めることができる。

【0055】一方、図4に示すフィードバック情報構造の他の例は、1スロットを構成するCQI情報、ACK/NACK情報、BCI情報の配列のみが相違するだけで、前述したように同一に適用されることができる。

【0056】図5においては、本発明の実施形態によるフィードバック情報を符号多重化した例を示す。

【0057】図5を参照すると、各フィードバック情報に使用される符号の拡散係数(SF)は相違することもある。図5の上段において、CQI情報及びACK/NACK情報は拡散係数256で伝送され、BCI情報は拡散係数128であるチャンネル化コードで伝送されると仮定する。図5において、各情報に割り当てられたビットが同一である場合、拡散係数が256である1番目のHS-DPCCHを通してCQIが伝送され、同一の拡散係数を有する2つのHS-DPCCHを通しては、ACK/NACK信号が伝送される。前記拡散係数が128である3番目のHS-DPCCHを通してはBCIが伝送される。図5の方法の長所は、前記それぞれのフィードバック情報を時分割で伝送することより信頼度高く伝送することができるので、前記フィードバック情報の解析誤謬によってHSDPAを使用する全体通信システムの性能が低下されることを減少させることができる。

【0058】図5の下段には、前記ACK/NACK情報に1つの符号を使用し、前記BCI情報及び前記CQI情報に他の1つの符号を使用して拡散する例を示す。勿論、他の組合せもできる。このように符号分割及び時分割を共に使用する場合、相違する符号を使用する情報に相違する伝送パワーを適用して、各情報の信頼度を効果的に調整することができるという長所がある。

【0059】図4及び図5において、前述したように、HSDPAのために別途のチャンネル化コードを使用して2つ以上のHSDPAのためのUL-DPCCHを構成する方法を示す。この場合、図15A及び図15Bに示すように、HSDPAを支援しない基地局によって受信できるスロット構造でDPCCHのための制御情報が常に送信される。

【0060】図6は、図4及び図5によって伝送されるフィードバック情報以外のフィードバック情報であるEQS情報を伝送する例を示す。

【0061】本発明で提示したDPDCHを通したEQS情報の伝達を図6を参照して説明すると、端末が基地局1及び基地局2のセル重畳領域(soft handover region)に位置していると仮定する。前記端末は、任意の時点T1で前記基地局1と通信し、隣接セルのチャンネル品質を測定して、前記基地局2が前記基地局1より良好なチャンネルを提供すると判断した。この時、前記端末は、T1'で伝送11に対するフィードバック情報を伝送しながら、BCIに前記基地局2を指定し、T2'でEQ

S情報をDPDCHを通して伝送する。前記基地局2は、前記端末1のHS-DPCCHを受信することができるので、前記端末の最適セルが自分に変更されたことをT2'で確認し、T2'からDPDCHの情報を受信してMAC HS-DSCHに提供する。前記MAC HS-DSCHは、EQS情報を受信して、前記端末の受信バッファの状況を確認し、次に伝送するデータを決定してT5で伝送を開始する。

【0062】3. UL-DPCH

3.1 UL-DPCHの構造

前記HSDPAを支援する端末が前記HSDPAを支援しない基地局と通信しない場合、図10及び図11に示すように、UL-DPCHのための制御情報及びHSDPAのための制御情報を1つのUL-DPCCHを通して伝送しても互換性の問題が発生しない。前記のような点から、前記HSDPAを支援する端末が前記HSDPAを支援しない基地局と通信しない場合は、1つのUL-DPCCHを使用し、前記HSDPAを支援しない基地局とも通信する場合(例えば、前記HSDPAを支援する端末が、前記HSDPAを支援しない基地局が含まれたSHOに位置する場合)のみに、HSDPAのための逆方向専用物理制御チャネル(Secondary DPCH: 以下、S-DPCHと称する)及び前記HSDPAを支援しない基地局が受信することができる逆方向専用物理制御チャネル(Primary DPCH: 以下、P-DPCHと称する)に別途のチャンネル化コードを割り当てる。前記のように、逆方向専用物理制御チャネルを別に運営する例を図12A及び図12B、図13A及び図13B、図14A及び図14Bに示す。

【0063】図12A及び図12B、図13A及び図13B、図14A及び図14Bにおいては、HSDPAのために1つのS-DPCHを運営する状況を仮定している。しかしながら、前記S-DPCHがn個である場合も同様の方法を使用することができる。図12A及び図12B、図13A及び図13B、図14A及び図14Bにおいては、それぞれDPCHで使用されるチャンネル化コードを明示しているが、説明のためにチャンネル化コードを表記する方法を簡単に説明すると、次のようである。

【0064】一般的に、チャンネル化コードとして使用されるOVSFは、拡散率がSFである直交コードがSF個存在する。従って、前記それぞれのチャンネル化コードは、 $C_{ch, SF, 0} \sim C_{ch, SF, SF-1}$ に表示することができる。図12A及び図12B、図13A及び図13B、図14A及び図14Bにおいて、P-DPCHは共通的にHSDPAを支援しない基地局において受信できるようにチャンネル化コードとして $C_{ch, 256, 0}$ を使用する。

【0065】図12A及び図12Bを参照すると、図12AのようにHSDPAを支援する端末がHSDPAを支援しない基地局と通信しない場合は、 $C_{ch, 128, 0}$ をチャ

ネル化コードとして使用して1つのUL-DPCCHを構成して運営する。そのうち、図12BのようにHSDPAを支援する基地局及び前記HSDPAを支援しない基地局とも通信をするようになると、前記HSDPAのためのS-DPCCH及びDPDCHのためのP-DPCCHのチャンネル化コードとしてそれぞれ $C_{ch, 256, 1}$ 及び $C_{ch, 256, 0}$ を割り当てて使用する。

【0066】図13A及び図13Bを参照すると、図13AのようにHSDPAを支援する端末がHSDPAを支援しない基地局と通信しない場合には、 $C_{ch, 128, 1}$ をチャンネル化コードとして使用して1つのUL-DPCCHを構成して運営する。その間、図13BのようにHSDPAを支援する基地局及び前記HSDPAを支援しない基地局とも通信をするようになると、前記HSDPAのためのS-DPCCH及びDPDCHのためのP-DPCCHのチャンネル化コードとしてそれぞれ $C_{ch, 128, 1}$ 及び $C_{ch, 256, 0}$ を割り当てて使用する。この場合、チャンネル化コードとして $C_{ch, 128, 1}$ 及び $C_{ch, 256, 0}$ を使用することによって、前記P-DPCCHと前記S-DPCCHとの間の直交性を保障することができる。さらに、前記HSDPAを支援する基地局は、HSDPAのための制御情報を受信するための前記S-DPCCHのチャンネル化コードを変更する必要はなく、ただ、スロット構造のみを変更することで良い。

【0067】図14A及び図14Bを参照すると、図14AにおいてのようにHSDPAを支援する端末がHSDPAを支援しない基地局と通信しない場合、 $C_{ch, 128, 1}$ をチャンネル化コードとして使用して1つのUL-DPCCHを構成して運営する。そのうち、図14BにおいてのようにHSDPAを支援する基地局及び前記HSDPAを支援しない基地局とも通信をするようになると、HSDPAのためのS-DPCCH及びDPDCHのためのP-DPCCHのチャンネル化コードとしてそれぞれ $C_{ch, 128, 1}$ 及び $C_{ch, 256, 0}$ を割り当てて使用する。この時、図14Bに示す前記S-DPCCHは、HSDPAを支援しない基地局との通信を開始する前のスロット構造及びSFをそのまま維持する例を示す。この場合、チャンネル化コードとして $C_{ch, 128, 1}$ 及び $C_{ch, 256, 0}$ を使用することによって、前記P-DPCCHと前記S-DPCCHとの間の直交性を保障することができる。さらに、前記HSDPAを支援する基地局は、何の変化もなく、DPDCHのための制御情報及びHSDPAのための制御情報を受信することができる。

【0068】図15A及び図15Bは、本発明の実施形態によるUL-DPCHの他の構造を示す図である。図15A及び図15Bは、説明したように、HSDPAのための別途のチャンネル化コードを使用して1つまたは2つ以上のHSDPAのためのUL-DPCCHを構成する方法を示す。この場合、図15A及び図15Bに示すように、HSDPAを支援しない基地局が受信すること

ができるスロット構造でDPCHのための制御情報が常に送信される。従って、HSDPAを支援する端末がHSDPAを支援しない基地局と通信をしているか否かに関係なく、UL-DPCCCHのスロット構造を変更しなくても良い。図15A及び図15Bにおいて、 n は、HSDPAのためのUL-DPCCCHの数である。

【0069】3.2 UL-DPCHの送信器及び受信器
前記本発明に対する端末機送信器及び地局受信器のハードウェア構造の一例は図7及び図8のようである。図7及び図8は、本発明に対する複数の実施形態のうち端末機がHSDPA用の制御情報を伝送するために追加的に1つの逆方向チャンネル化コードをさらに使用する場合を仮定したハードウェア構造である。

【0070】図7は、端末機の送信器構造図であり、端末機から基地局に伝送される逆方向伝送チャンネルであるUL-DPCHを伝送することを示す図である。前記UL-DPCHは、使用者の情報及び上位階層のシグナリング情報を伝送する逆方向専用物理データチャンネル(Uplink Dedicated Physical Data Channel: 以下、UL-DPDCHと称する)及び前記UL-DPDCHの制御情報を伝送する逆方向専用物理制御チャンネル(Uplink Dedicated Physical Control Channel: 以下、UL-DPCCCHと称する)から構成される。本発明において、使用者データだけでなくDPDCHを通してEQS情報を伝送すると仮定する。

【0071】図7を参照すると、使用者データ及びEQS 701は符号器702に入力され畳み込み符号またはターボ符号にチャンネル化コード化される。前記チャンネル化コード化された符号化ビットはレートマッチング部703に入力され、シンボル穿孔またはシンボル反復、インタリービングの過程を経て、前記UL-DPDCHで伝送されるに適した形態に形成される。前記レートマッチング部703によって生成されたデータは、拡散器704に入力され、前記UL-DPDCHを拡散するチャンネル化コードと掛けられる。前記チャンネル化コードは、直交符号(Orthogonal Code)であり、拡散率によって符号の長さが決定される。前記チャンネル化コードの長さは、シンボル当たりの長さ256から4までであり、前記チャンネル符号の拡散率が小さくなるほどデータの伝送率が高くなる。前記拡散器704において拡散された使用者データは、乗算器705においてチャンネル利得と掛けられる。前記チャンネル利得は、前記UL-DPDCHの送信電力を決定するパラメータであり、一般的に、拡散率が小さい時は大きい値が掛けられる。さらに、伝送される使用者データの種類によって前記チャンネル利得の値が変わる。前記乗算器705においてチャンネル利得が掛けられた前記UL-DPDCHは、合計器706に入力される。

【0072】TPC 711、Pilot 712、TFC I 713、FBI 714は、多重化器715で多重化さ

れて前記UL-DPCCCHを構成する。前記TPC 711は、基地局から端末機への順方向伝送チャンネルの送信電力を制御するために伝送される命令語である。前記Pilot 712は、端末機から基地局へのチャンネル環境を基地局で推定し、端末機からの受信信号のチャンネル推定に使用できるようにするために伝送される。前記TFC I 713は、前記UL-DPDCHを通して伝送される多種の使用者データに関する制御情報を含む。例えば、前記DL-DPDCHを通して音声情報及びパケット情報が同時に伝送される場合、前記データのデータ伝送率及び伝送形式の組合せを示す指示者であり、基地局が前記UL-DPDCHを正しく解析することができるようにする。FBI 714は、UMTSで使用する閉ループ伝送アンテナダイバシティにおいて、アンテナ利得やソフトハンドオーバー領域で干渉信号のサイズを減少させる。つまり、1つの基地局と端末機とが送受信する場合に使用するSSDT(Site Selection Diversity: 以下、SSDTと称する)のためのフィードバック情報を示す。

【0073】前記多重化器715によって多重化された信号は、拡散器716において前記UL-DPCCCHのチャンネル化コードで拡散される。前記拡散された信号は、乗算器717で前記UL-DPCCCHの伝送電力のためのチャンネル利得と掛けられた後、乗算器718で複素数 j と掛けられる。前記乗算器718において、前記複素数 j が前記UL-DPCCCHと掛けられる理由は、前記複素数 j が掛けられたUL-DPCCCH及び前記UL-DPDCHが虚数側及び実数側に区別されることによって、無線周波数(Radio frequency)上の星座図(Constellation)でゼロ交差(Zero Crossing)の発生頻度を減少させるためである。さらに、端末機送信器においてPTAR(Peak to Average ratio: 以下、PTARと称する)を小さくすることができるからである。一般的に、無線周波数上の星座図においてゼロ交差が発生すると、前記PTARが大きくなり、前記大きくなったPTARが端末機の送信器に悪い影響を与えるということは周知のことである。前記乗算器718で虚数に変更された前記UL-DPCCCHは、合計器706に入力される。

【0074】多重化器724は、HSDPAを支援するための制御情報を受信して多重化する。前記HSDPAを支援するための制御情報はACK/NACK(Acknowledgement/Not Acknowledgement) 721、BCI 722、CQI 723からなる。前記ACK/NACK 721、前記BCI 722、前記CQI 723の役割は、前述した図4、図5、図6を参照して詳細に説明した。前記多重化器724で生成された新しいUL-DPCCCHを本発明の説明の便宜のために2次逆方向専用物理制御チャンネル(Secondary Uplink Dedicated Physical Control Channel: 以下、S-UL-DPCCCHと称する)と言い、前記多重化器715で生成されたUL-DPCCCHを1

次逆方向専用物理制御チャネル(Primary Uplink Dedicated Physical Control Channel: 以下、P-UL-DPCCHと称する)と言う。前記S-UL-DPCCHは、HSDPAを制御するための情報のみから構成されており、これは、最小の伝送単位(TTI)が1スロット、3スロット、5スロット、10スロット、または15スロットになれるデータを受信し、前記データと関連して返信すべき制御信号を送信する。前記P-UL-DPCCHは、基地局から端末機への順方向チャネルを制御するための情報から構成されており、最小の伝送単位(TTI)が15スロット以上である順方向チャネルに対する制御信号を送信する。前記多重化器724から出力された前記S-UL-DPCCHは、拡散器725に入力されて前記S-UL-DPCCHのための拡散コードで拡散される。前記拡散されたS-UL-DPCCH信号は、乗算器726で前記S-UL-DPCCHの伝送電力のためのチャネル利得と掛けられて、前記合計器706に入力される。前記乗算器706は、前記UL-DPDCH、前記P-UL-DPCCH、及び前記S-UL-DPCCHを合計して1つの信号として出力する。

【0075】以上、説明したように、前記P-UL-DPCCHは、複素数jが掛けられて虚数になった値であるので、前記S-UL-DPCCHと合計されても、それぞれUL-DPCCHの特性を有する。前記UL-DPDCH及び前記S-UL-DPCCHは、同一に実数値を有するが、それぞれ相違するチャンネル化コードで拡散されたので、受信段で逆拡散する場合、互いに影響がなくなる。前記P-UL-DPCCHとは違って、前記S-UL-DPCCHに前記UL-DPDCHを加算してIチャネルで伝送し、前記P-UL-DPCCHをQチャネルで伝送する理由は、実数側に伝送される前記UL-DPDCH上に使用者情報または上位階層のシグナリングがない場合は伝送されないチャネルであるからである。もし、前記UL-DPDCHが伝送されない場合、虚数側に2つのUL-DPCCHを全部伝送すると、ゼロ交差が発生する頻度が高くなり、端末機送信器のPTARが大きくなることができるので、前記S-UL-DPCCHを実数で伝送することによって、端末機送信器PTARを最大限に低減させるためである。

【0076】前記合計器706によって前記UL-DPDCH、前記P-UL-DPCCH、及び前記S-UL-DPDCHが合計されたI+Jの形態の信号は、乗算器707に入力される。前記乗算器707において、前記合計器706から入力される信号に対して、端末機で使用する逆方向スクランプリング符号が掛けられてスクランプリング(scrambling)される。前記スクランプリングされた信号は、変調器708に入力されて変調された後、RF部719で搬送周波数に変換されてアンテナ710を通して基地局に伝送される。前記乗算器707で

において基地局を区別するために使用される符号であり、ゴールド(gold)符号から生成される複素符号である。前記乗算器707で使用された逆方向スクランプリング符号は、前記端末機が伝送した信号を受信した基地局でデスクランプリング(descrambling)するにまた使用される。

【0077】図7は、本発明の複数の実施形態のうち図4に示す実施形態に対する端末機送信器の構造である。従って、図5及び図6の実施形態が使用される場合、図7のACK/NACK721、BCI722、CQI723は、それぞれ相違するチャンネル化コードで拡散されて伝送されることができる。さらに、チャネル利得も相違する値を使用することができる。図5及び図6の実施形態が使用される場合、端末機送信器において追加されることは、拡散に使用される拡散器の数である。また、前記ACK/NACK721、BCI722、CQI723が相違するチャンネル符号を使用して伝送される場合、前記チャネルの実数側及び虚数側は多様な組合せによって伝送できる。前記組合せに対する一例として、ACK/NACKは、実数側に伝送され、BCI及びCQIは、虚数側に伝送されることができる。

【0078】図8は、図7による基地局受信器のハードウェア構造を示す図である。

【0079】図8を参照すると、基地局アンテナ801を通して受信された端末機の信号はRF部802を通して基底帯域(Baseband)のRF信号に変換される。前記基底帯域信号は、復調器803で復調されて乗算器804でスクランプリング符号と掛けられてデスクランプリングされる。前記乗算器804で使

用されたスクランプリング符号は、図7の乗算器707で使用されたスクランプリング符号と同一のスクランプリング符号である。従って、前記デスクランプリングは、相違する端末機それぞれの送信器から送信された信号を区別する。

【0080】前記乗算器804から出力された信号は、逆拡散器805、806、807のそれぞれに入力されて逆拡散される。前記デスクランプリング及び逆拡散は、別途に説明したが、同時に遂行することができる。前記逆拡散器805で使用するチャンネル化コードは、図7の拡散器704で使用するチャンネル化コードと同一であり、前記逆拡散器806で使用するチャンネル化コードは、図7の拡散器716で使用するチャンネル化コードと同一である。さらに、前記逆拡散器807で使用するチャンネル化コードは、図7の拡散器725で使用するチャンネル化コードと同一である。図7において、説明したように、チャンネル化コードは直交符号であるので、前記逆拡散器805、806、807のそれぞれによって逆拡散された信号は、UL-DPDCH、P-UL-DCCCH、S-UL-DPCCHに区別される。前記逆拡散器806で逆拡散された前記P-UL-DPCCHは、乗算器811で-jが掛けられて、実数信号に復元され

る。前記-jが掛けられる理由は、図7の乗算器718で-jが掛けられて虚数信号になったP-UL-PCCCHを実数信号にするためである。前記実数信号に変換されたP-UL-DPCCCHは、逆多重化器819及び乗算器812に入力される。前記逆多重化器819では前記P-UL-DPCCCHを通して伝送される信号のうちパイロット信号814のみを区別してチャンネル推定器818に入力する。前記チャンネル推定器818は、前記パイロット信号814によって端末機から基地局までのチャンネル環境を推定する。一方、前記チャンネル推定器818は、前記推定されたチャンネル環境に対する補償値、つまり、チャンネル推定値を計算して前記乗算器812、乗算器808、乗算器821に提供する。前記乗算器812は、前記チャンネル推定値を前記乗算器811から出力された前記P-UL-DPCCCHと掛けてチャンネル補償を遂行する。前記チャンネル補償が遂行された前記P-UL-DPCCCHは、逆多重化器813に入力される。前記逆多重化器813では前記チャンネル補償が遂行されたP-UL-DPCCCHの信号を逆多重化して、TPC815、TFCI816、FBI817を出力する。前記TPC815は、順方向送信電力の制御に使用され、前記TFCI816は、逆方向UL-DPDCHの解析に使用され、前記FBIは閉ループ送信アンテナの利得調整またはSSDTに使用される。

【0081】一方、乗算器804から出力された信号は、前記逆拡散器805によって逆拡散されて他の信号は除去され、UL-DPDCH信号のみが復元される。前記復元されたUL-DPDCH信号は、乗算器808で前記チャンネル推定値と掛けられた後、復号器809で所定のチャンネル化コード、つまり、畳み込み符号またはターボ符号によって復号されて使用者情報または上位階層のシグナリング信号が上位階層に伝達される。

【0082】前記乗算器804から出力された信号は、逆拡散器807によって逆拡散されて他の信号が除去されたS-UL-DPCCCH信号に復元される。前記復元されたS-UL-DPCCCH信号は、乗算器821で前記チャンネル推定値が掛けられてチャンネル補償された後、前記逆多重化器822に入力される。前記逆多重化器822は、前記S-UL-DPCCCH信号を逆多重化してACK/NACK823、BCI824、CQI825のそれぞれを出力する。前記ACK/NACK823、前記BCI824、前記CQI825の目的及び用途は、図3乃至図66を参照して、詳細に説明した。

【0083】図8に示す基地局受信器のハードウェア構造は、前記図4に対する一例であり、図5及び図6に対して適用しようとする場合は、図8の逆拡散器の数が端末機で使用されるチャンネル符号の数の分だけ存在しなければならない。

【0084】4. DL-DPCH及びSHCCH

4.1 DL-DPCH及びSHCCHの構造

図17乃至図21において、HS-DSCHチャンネルを通したHSDPAサービス、及び順方向専用物理データチャンネルを通したデータ伝送を同時に支援するための本発明による順方向専用物理チャンネルの構成の例を示す。

【0085】図17は、本発明の実施形態による順方向専用物理チャンネル(DL-DPCH)及びHSDPA制御情報を伝送する共通制御チャンネル(Shared Control Channel;以下、SHCCHと称する)の一例を示す図である。

【0086】図17を参照すると、HSDPAのためのTTIは、N個のスロットから構成され、前記スロットのそれぞれにはDL-DPCH及びSHCCHが対応される。前記DL-DPCHは、図16に示す従来のDL-DPCHの構造において第2データ領域の一部をHS-DSCH指示者領域に割り当てる構造を有する。前記HS-DSCH指示者は、HS-DSCHを通して所定の端末に伝送されるHSDPAデータパケットが存在するか否かを示す情報である。従って、端末は、前記DL-DPCH内に存在する前記HS-DSCH指示者を確認することによって前記HS-DSCHを通して自分に伝送されるHSDPAデータパケットを受信することになる。

【0087】一方、前記HS-DSCHを通して所定の端末にHSDPAデータパケットが伝送される場合、前記HS-DSCHの制御のための情報(以下、HS-DSCH制御情報と称する)は、前記SHCCHを通して基地局から端末に伝送される。前記HS-DSCH制御情報は、MCSレベル、HS-DSCHチャンネル化コード、HARQプロセス番号、HARQパケット番号などを含む。この時、前記SHCCHには、1つまたは2つ以上のチャンネル化コードを割り当てることができる。

【0088】従って、前記DL-DPCHによって伝送される前記HS-DSCH指示者は、HSDPAデータパケットの有無だけでなく、前記HS-DSCH制御情報を受信するSHCCHに割り当てられた1つまたは2つ以上のチャンネル化コード情報を含むべきである。勿論、前記チャンネル化コード情報は、伝送される前記HSDPAデータパケットが存在する場合のみに提供される。さらに、必要によっては前記HS-DSCH制御情報の一部(例えば、MCSレベル)は、前記HS-DSCH指示者を通して伝送されることもできる。

【0089】一方、前記HS-DSCH指示者を前記DPCHに伝送することにおいて、2つの案が提案されることができる。

【0090】第1に、前記HS-DSCH指示者を所定の個数(N個)のスロットに分割して伝送する方案である。つまり、図17に示すように、TTI内でスロット構造が変化されずに固定される場合、前記HS-DSCH指示者は、N個のスロットに分割して伝送される。この時、前記HSDPAデータパケットがN個のスロット

単位(HSDPA TTI)で伝送される場合を仮定している。

【0091】第2に、前記HS-DSCH指示者をTTI内のスロットのうち特定の1つのスロットを通して伝送することによって、端末に対して十分な処理時間を保障させる方案である。前記第2の方案は、TTI内のスロットのうち前記HS-DSCHを伝送するスロットを除いた残りのスロットは、既存の構造(HS-DSCH指示者領域を有しない構造)をそのまま適用する。この場合、図21に示すように、TTI内でスロット構造が変化する。図21に示すように、前記HS-DSCH指示者を伝送するスロットの場合は、データ領域(Data 1、Data 2)が存在しない。これは、前記HS-DSCH指示者領域に十分なビットを割り当てることによって1つのスロットに前記HS-DSCH指示者を伝送するためである。前述したように、TTI内でスロット構造の変化ができるようにすることによって、前記HS-DSCH指示者及びデータ(Data 1、Data 2)の伝送において、システムをより効率的に運用することができる。

【0092】図18は、本発明の実施形態によるDL-DPCH及びSHCCHの他の例を示す図である。図18において、基地局がHSDPAサービスのためのHS-DSCH指示者を端末に伝送する新しいDPCHを提案することによって2つのDPCHを割り当てるチャンネル構造を示す。このために、HSDPAサービスのために端末にHS-DSCH指示者を伝送するために新しく提案されたDPCH(Secondary DPCH: 以下、S-DPCHと称する)に既存のDPCH(Primary DPCH: 以下、P-DPCHと称する)と別の他のチャンネル化コードを割り当てる。この場合、前記S-DPCH及び前記P-DPCHで伝送すべき情報量が相違するので、相違するSFを割り当てるべきである。図18に示すように、前記P-DPCHには $SF=N$ を、前記S-DPCHには $SF=M$ を割り当てることができる。例えば、スロット毎に伝送すべきHS-DSCH指示者の情報量が少ない場合、前記S-DPCHには SF に $M=512$ などの相当大きい値を割り当てて順方向チャンネル化コードの使用効率を高めることができる。さらに、前記P-DPCHの構成フィールドは、HSDPAを支援しない基地局で伝送するDL-DPCHと同一であるので、前記P-DPCHのスロット構造を前記HSDPAを支援しない基地局で送信するDPCHのスロット構造と同一にする。この時、前記端末は、HSDPAを支援する基地局から伝送されるP-DPCHのためのフィンガー及び前記HSDPAを支援しない基地局から伝送されるDPCHのためのフィンガーに同一の構造を使用することができる。

【0093】3GPP R-99標準案では、TFCIフィールドを分けて図19に示すように、TFCIフィ

ールドの一部は、DL-DPCHのためのTFCIを伝送するために使用し、残りの部分は、DL-DSCHのためのTFCIを伝送するために使用する方法を定義している。一方、前記HSDPAを支援する基地局の場合、HS-DSCHを通してHSDPAデータパケットを端末に伝送するようになると、R-99で定義されたDSCHを通したパケットサービスを提供しなくても良い。従って、前記HSDPAサービスを支援するために、図19に示すように、既存のHSDPAを支援しないDL-DPCHチャンネル構造をそのまま維持しながらTFCIフィールドをR-99標準案における定義のように分けて、TFCIフィールドのうちR-99標準案でDPCHのために割り当てた部分はDL-DPCHのために使用する。さらに、R-99標準案でTFCIフィールドのうちDSCHのために割り当てたTFCIフィールドの一部をHS-DSCH指示者を伝送するために使用することができる。図19のように、同一のスロット構造のDPCHを前記HSDPAを支援する基地局で伝送する場合、前記HSDPAを支援しない基地局は、同一のスロット構造でDPCHを伝送することによって、端末側において無線経路結合を可能にする。ただ、前記HSDPAを支援しない基地局は、前記HSDPAを支援する基地局でHS-DSCH指示者を伝送する部分をDTX(Discontinuous Transmission)で処理する。

【0094】4.2 兼用受信器

図20は、図17のようなスロット構造でDL-DPCHを伝送するHSDPAを支援する基地局、及び図16のようなスロット構造でDL-DPCHを伝送する前記HSDPAを支援しない基地局からの順方向信号を受信する端末の構成を示す。前記端末にHSDPAを支援する基地局及びHSDPAを支援しない基地局が同時にDL-DPCHのData 1フィールド及びData 2フィールドを通して同一のデータを伝送する場合、相違するSFを使用するようになる。つまり、前記HSDPAを支援しない基地局が $SF=N$ であるチャンネル化コードを使用すると、HS-DSCH指示者を追加に伝送すべき前記HSDPAを支援する基地局の場合、 N より小さいSFを有するチャンネル化コード(例えば、 $SF=N/m$)を使用すべきである。

【0095】図20を参照すると、HSDPAを支援する基地局から $SF=N/m$ によって伝送される信号2001は、フィンガー2005に受信され、HSDPAを支援しない基地局から $SF=N$ によって伝送される信号2003は、フィンガー2017に受信される。前記フィンガー2005の出力信号は、逆多重化器2007によってHS-DSCH指示者2011とHSDPAを支援しない基地局から伝送される情報2009(Data 1、TPC、TFCI、Data 2、Pilot)とに分離される。前記フィンガー2017から出力される情

報 2019 (Data1、TPC、TFCI、Data2、Pilot)は、前記逆多重化器 2007 から出力される情報 2009 と共に無線経路結合器 (Radio link combiner) 2013 によって結合される。前記無線経路結合器 2013 は、前記結合によって Data1、TPC、TFCI、Data2 などの情報 2015 を出力するようになる。この時、パイロット信号は、前記無線経路結合器 2013 が無線経路結合のために HSDPA を使用する基地局からの順方向チャネル及び HSDPA を支援しない基地局からの順方向チャネルを推定するために使用される。

【0096】 4.3 DL-DPCH の送信器及び受信器 4.3.1 第 1 実施形態

以下の第 1 実施形態においては、DL-DPCH を通して HSDPA によって HS-DSCH が使用されるか否かを示す識別子 (HS-DSCH Indicator: HI) を伝送する送信器及び受信器を提案する。

【0097】 図 22 及び図 23 において、図 17、図 19、図 21 に示すように、HS-DSCH 指示者及び R-99 で定義された Data1、TPC、TFCI、Data2、Pilot などを、1 つの DL-DPCH で伝送するための基地局送信器及び端末受信器の構成を示す。

【0098】 まず、図 22 を参照すると、DPCH を通して伝送されるデータ 2201 は、符号器 2203 によってチャンネル化コード化され、前記符号化されたビットは、レートマッチング部 2204 によって物理チャネルで伝送されるビット数でレートマッチングされる。前記レートマッチング部 2204 からの出力は、HS-DSCH 指示者 2205、TFCI 2207、Pilot 2209、TPC 2211 と共に多重化器 2213 に印加されて 1 つのビットストリームとして出力される。前記ビットストリームは、直/並列変換器 2215 によって 2 つのビットストリームとして出力される。拡散器 2219 では、前記 2 つのビットストリームのそれぞれを同一のチャンネル化コードで拡散することによって、他のチャンネル化コードを使用する信号と直交性を有するようになる。この時、前記拡散器 2219 から出力される 2 つのビットストリームのうち 1 つのビットストリームは、乗算器 2220 によって $-j$ と掛けられることによって 1 つの複素数ビットストリーム (Q 信号) が出力される。前記乗算器 2220 から出力される Q 信号及び前記拡散器 2219 から出力される I 信号は、加算器 2251 によって 1 つのビットストリームとして出力される。前記加算器 2251 から出力される 1 つのビットストリームは、スクランブラー 2223 によってチップ単位で複素スクランプリングコード (CSCRAMBLE) と掛けられて他のスクランプリングコードを使用する信号との区分が可能になる。前記スクランブラー 2223 の出力は、さらに乗算器 2227 によってチャンネル利得が掛けられてチャ

ネル利得補償が行われる。一方、図 22 では、SHCCH のための伝送装置も示しているが、HS-DSCH 制御情報 2214 は、直/並列変換器 2217 によって 2 つのビットストリームに変換され、前記 2 つのビットストリームは、拡散器 2221 によって同一のチャンネル化コードによって拡散される。前記拡散された 2 つのビットストリームのうち 1 つのビットストリームは、乗算器 2222 によって $-j$ と掛けられて複素ビットストリーム (Q 信号) として出力される。前記拡散器 2221 から出力される残りの 1 つのビットストリーム (I 信号) 及び前記乗算器 2222 から出力される複素ビットストリームは、加算器 2253 によって加算されて 1 つのビットストリームとして出力される。前記加算器 2253 から出力される 1 つのビットストリームは、スクランブラー 2225 によってチップ単位で複素スクランプリングコード (CSCRAMBLE) と掛けられた後、乗算器 2229 でチャンネル利得と掛けられる。前記乗算器 2227 からの DL-DPCH 出力及び前記乗算器 2229 からの SHCCH 出力は、合計器 2231 によって加算される。前記合計器 2231 によって加算された信号は、変調器 2233 で変調され、RF 部 2235 で RF 帯域信号に変化した後、アンテナ 2237 を通して送信される。図 22 では、DL-DPCH 及び SHCCH が相違するスクランプリングコードによってスクランプリングされることを仮定している。しかしながら、同一のスクランプリングコードを使用し、相違するチャンネル化コードを使用して前記 2 つのチャネルを伝送する方法及び装置も具現できる。

【0099】 図 23 は、図 22 のような基地局送信器から送信された信号を受信するための端末の受信器を示す。

【0100】 図 23 を参照すると、アンテナ 2320 によって受信された RF 帯域信号は、RF 部 2319 によって基底帯域信号に変換され、前記基底帯域信号は、復調器 2318 によって復調された後、2 つのデスクランブラー 2313 及び 2316 に印加される。前記デスクランブラー 2313 は、前記復調器 2318 から印加される復調された信号を所定の複素スクランプリングコード (CSCRAMBLE) とスクランプリングして DL-DPCH 信号を出力する。前記デスクランブラー 2316 は、前記復調器 2318 から印加される復調された信号を所定の複素スクランプリングコード (CSCRAMBLE) とスクランプリングして SHCCH 信号を出力する。前記デスクランブラー 2313 からデスクランプリングされて出力される複素数信号 (DL-DPCH 信号) は、コンプレックス 2312 によって実数信号である I 信号と虚数信号である Q 信号と分離される。前記 I 信号及び Q 信号は、逆拡散器 2311 でチャンネル化コード (CovSF) が掛けられてそれぞれ逆拡散される。さらに、デスクランブラー 2316 からデスクランプリングされて出力される複素数

信号(SHCCCH信号)は、コンプレックス(complexer) 2317によって実数信号であるI信号及び虚数信号であるQ信号に分離される。前記I信号及び前記Q信号は、逆拡散器2321でチャンネル化コード(CovsF)が掛けられてそれぞれ逆拡散される。前記逆拡散器2311から逆拡散されて出力されるI信号及びQ信号は、逆多重化器2314に印加され、前記逆多重化器2314は、前記印加されるI信号及びQ信号に含まれたパイロット信号を出力する。前記パイロット信号は、チャンネル推定器2341に印加されて無線チャンネルによる歪み推定を通したチャンネル推定値を測定し、前記測定したチャンネル推定値をチャンネル補償器2310及び2322に印加する。前記チャンネル補償器2310は、前記チャンネル推定値を利用して無線チャンネルによって前記逆拡散器2311から出力されるI信号及びQ信号(DPCH信号)に発生された歪みを補償する。前記チャンネル補償器2322は、前記チャンネル推定値を利用して、無線チャンネルによって前記逆拡散器2321から出力されるI信号及びQ信号(SHCCCH信号)に発生された歪みを補償する。前記チャンネル補償器2310は、前記DPCHのデータを2つのビットストリームとして出力し、前記チャンネル補償器2322は、前記SHCCCHのデータを2つのビットストリームとして出力する。並/直列変換器2323は、前記チャンネル補償器2322から2つのビットストリームとして印加されたSHCCCHデータを1つのビットストリームに変換させて最終的にHS-DSCH制御情報2324を出力する。一方、前記チャンネル補償器2310から2つのビットストリームからなるDPCHデータを印加する並/直列変換器2309は、前記2つのビットストリームを1つのビットストリームとして出力する。前記並/直列変換器2309の出力ビットストリームは、逆多重化器2308によってTPC2307、Pilot2306、TFCI2305、HS-DSCH指示者2304として出力される。前記逆多重化器2308は、順方向データ信号も出力するが、前記順方向データ信号は、復号器2302によってチャンネル復号化されて順方向データ2301が出力される。図23において、DPCHを通して伝送されたパイロットを利用して無線チャンネルを推定することを仮定するが、共用チャンネルを通して伝送されたパイロットを利用して無線チャンネルを推定することもできる。

【0101】4.3.2 第2実施形態

図24及び図25において、図18のようにHSDPAを支援しないスロット構造を有するP-DPCHに追加して、HS-DSCH指示者を伝送するために別途のチャンネル化コードを利用してS-DPCHを割り当てる基地局の送信器、及びこれを受信するための端末の受信器の構成を示す。つまり、図24及び図25では、2つのDL_DPCHを運用する基地局の送信器及び端末の受信器の構成を提示する。この時、前記P-DPCHを通

しては、R-99で定義されたようなData1、TPC、TFCI、Data2、Pilotなどが伝送される。

【0102】図24を参照すると、DPCHを通して伝送されるデータ2401は、符号器2403によってチャンネル化コード化される。前記チャンネル化コード化された符号化ビットは、レートマッチング部2404によって反復または穿孔を通して物理チャンネルで伝送されるビット数にレートマッチングされる。前記レートマッチング部2404からのビットは、TFCI2407、Pilot2409、TPC2411と共に多重化器2413に印加され、多重化を通して1つのビットストリームとして出力される。前記ビットストリームは、直/並列変換器2415によって2つのビットストリームとして出力される。拡散器2419では、前記2つのビットストリームのそれぞれを同一のチャンネル化コードを使用して拡散させることによって、他のチャンネル化コードを使用する信号と直交性を有するようにする。前記拡散器2419から出力される2つのビットストリームI及びQ信号のうち前記Q信号は、乗算器2420によって-jと掛けられて虚数成分の信号として出力される。前記乗算器2420を通して出力される前記Q信号及び前記拡散器2429から出力される前記I信号は、加算器2455によって加算されて1つの複素数ストリームとして出力される。一方、HS-DSCH指示者2405は、直/並列変換器2438によって2つのビットストリームに変換される。前記2つのビットストリームのそれぞれは、拡散器2439によって同一のチャンネル化コードで拡散されて出力される。この時、前記拡散器2438で使用される前記チャンネル化コードは、前記P-DPCHのための拡散器2419で使用されるチャンネル化コードとは異なるチャンネル化コードを使用する。前記拡散器2438から出力される2つのビットストリームI及びQ信号のうち前記Q信号は、乗算器2440によって-jと掛けられて虚数成分の信号として出力される。前記乗算器2440を通して出力される前記Q信号及び前記拡散器2439から出力される前記I信号は加算器2453によって加算されて1つの複素数ストリームとして出力される。前記加算器2455で出力されるP-DPCH信号及び前記加算器2453で出力されるS-DPCH信号は、合計器2451によって合計された後、スクランブラー2441に提供される。前記スクランブラー2441は、前記合計器2451からの出力を複素スクランプリングコードとスクランプリングして出力し、前記スクランプリングされた出力は、乗算器2453によって所定のチャンネル利得と掛けられることによってチャンネル利得を補償する。SHCCCHは、図22において説明した過程と同一の過程によってチャンネル化及びスクランプリングが遂行される。前記スクランプリングされた信号は、乗算器2429によってチャンネル利得が補償さ

れてSHCCHとして合計器2431に提供される。

【0103】前記SHCCHチャネル信号及び前記乗算器2442の出力であるDPCH信号は、前記合計器2431で合計された後、変調器2433によって変調される。前記変調された信号は、RF部2435によってRF帯域信号に変換されてアンテナ2437を通して送信される。図24において、図22と同様に、DL_DPCH及びSHCCHが相違するスクランプリングコードによってスクランプリングされることを仮定している。しかしながら、同一のスクランプリングコードを使用し、かつ、相違するチャネル化コードを使用して前記2つのチャネルを伝送する方法及び装置も具現できる。

【0104】図25では、図24のような基地局送信器で送信された信号を受信するための端末の受信器を示す。

【0105】図25を参照すると、アンテナ2555によって受信されたRF帯域信号は、RF部2553によって基底帯域信号に変換される。前記基底帯域信号は、復調器2551によって復調された後、2つのデスクランブラー2533及び2549に印加される。前記デスクランブラー2533では、デスクランプリングを通してDL_DPCH信号が出力され、前記デスクランブラー2549では、SHCCH信号が出力される。前記デスクランブラー2533からの複素数出力は、コンプレックスサ2531及びコンプレックスサ2529によってそれぞれ実数信号I信号と虚数信号Q信号とに分離される。前記コンプレックスサ2531の出力は、P-DPCH信号であり、前記コンプレックスサ2529の出力は、S-DPCH信号である。前記コンプレックスサ2529の出力及び前記コンプレックスサ2531の出力は、逆拡散器2525及び2527によってそれぞれ逆拡散される。逆多重化器2535は、前記逆拡散器2527の出力信号からパイロット信号を分離してチャネル推定器2537に印加し、前記チャネル推定器2537は、前記パイロット信号からチャネル推定値を計算してチャネル補償器2521、2523、2543に提供する。前記チャネル補償器2521は、前記チャネル推定器2537から提供されるチャネル推定値によって前記逆拡散器2525からの出力に対するチャネル歪みを補償する。前記チャネル補償器2521からチャネル歪みが補償された2つのビットストリームは、並/直列変換器2517によって1つのビットストリームに変換されて最終的にHS-DSCH指示者情報2515として出力される。一方、前記チャネル補償器2523は、前記チャネル推定器2537から提供されるチャネル推定値によって前記逆拡散器2527からの出力に対するチャネル歪みを補償する。前記チャネル補償器2523からチャネル歪みが補償された2つのビットストリームは、並/直列変換器2519によって1つのビットストリームとして出力される。前記並/直列変換器2519から出力さ

れる1つのビットストリームは、逆多重化器2513によって逆多重化されて最終的にTPC2511、Pilot2509、TF CI2507、及び順方向データ信号として出力される。逆多重化器2513の出力のうち前記順方向データ信号は、さらに復号器2503によってチャネル復号化されて順方向データ2501に出力される。最後に、前記デスクランブラー2549の出力は、SHCCHチャネル信号であるが、図23と同様の装置によって復旧されて最終的にHS-DSCH制御情報2539が出力される。図25では、DPCHを通して伝送されたパイロットを利用して無線チャネルを推定することを仮定しているが、共用チャネルを通して伝送されたパイロットを利用して無線チャネルを推定することもできる。

【0106】前述の如く、本発明の詳細な説明では具体的な実施形態を参照して詳細に説明してきたが、本発明の範囲は前記実施形態によって限られるべきではなく、本発明の範囲内で様々な変形が可能であるということは、当該技術分野における通常の知識を持つ者には明らかである。

【0107】

【発明の効果】前述してきたように、本発明は、HSDPAの逆方向制御情報伝送を柔軟で効率的に遂行することができる。つまり、HSDPA用の逆方向制御情報伝送を情報の性格によって分類し、伝送特性によって相違して付与することによって、制御情報が必要でなくとも常に伝送する状況を選別することができるだけでなく、重要度が高い情報の誤謬発生確率を低めることができる。さらに、既存の非同期方式の移动通信システムの逆方向DPCHを存続させることによって、HSDPAを使用しない移动通信システムとの互換性を維持することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 従来の順方向リンク送信器構造を示す図である。

【図2】 本発明の一実施形態による制御情報の逆方向チャネルを通したフィードバック過程を示す図である。

【図3】 本発明の他の実施形態による制御情報の逆方向チャネルを通したフィードバック過程を示す図である。

【図4】 本発明によるHSDPAのための逆方向専用物理制御チャネルの制御情報構成の一例を示す図である。

【図5】 本発明によるHSDPAのための逆方向専用物理制御チャネルの制御情報の構成の他の例を示す図である。

【図6】 本発明による逆方向専用物理データチャネルを通したEQS情報の伝送過程を示す図である。

【図7】 本発明による端末機送信器を示す図である。

【図8】 本発明による基地局受信器を示す図である。

【図 9】 従来の逆方向専用物理チャネルを示す図である。

【図 10】 従来の HSDPA のための逆方向専用物理制御チャネルの一例を示す図である。

【図 11A】 従来の HSDPA のための逆方向専用物理制御チャネルの他の例を示す図である。

【図 11B】 従来の HSDPA のための逆方向専用物理制御チャネルの他の例を示す図である。

【図 11C】 従来の HSDPA のための逆方向専用物理制御チャネルの他の例を示す図である。

【図 11D】 従来の HSDPA のための逆方向専用物理制御チャネルの他の例を示す図である。

【図 12A】 本発明による逆方向専用物理チャネルの一例を示す図である。

【図 12B】 本発明による逆方向専用物理チャネルの一例を示す図である。

【図 13A】 本発明による逆方向専用物理チャネルの他の例を示す図である。

【図 13B】 本発明による逆方向専用物理チャネルの他の例を示す図である。

【図 14A】 本発明による逆方向専用物理チャネルのまた他の例を示す図である。

【図 14B】 本発明による逆方向専用物理チャネルのまた他の例を示す図である。

【図 15A】 本発明による逆方向専用物理チャネルのまた他の例を示す図である。

【図 15B】 本発明による逆方向専用物理チャネルのまた他の例を示す図である。

【図 16】 従来の順方向専用物理チャネルを示す図である。

【図 17】 本発明による順方向専用物理チャネル及び HSDPA 制御情報を伝送する SHCCH の一例を示す図である。

【図 18】 本発明による順方向専用物理チャネル及び HSDPA 制御情報を伝送する SHCCH の他の例を示す図である。

【図 19】 本発明による順方向専用物理チャネル及び HSDPA 制御情報を伝送する SHCCH のまた他の例を示す図である。

【図 20】 本発明による HSDPA 基地局及び従来の基地局から送信された信号を同時に受信するための端末受信器を示す図である。

【図 21】 本発明による順方向専用物理チャネルのまた他の例を示す図である。

【図 22】 本発明による基地局送信器を示す図である。

【図 23】 図 22 の基地局送信器に対応した端末受信器を示す図である。

【図 24】 本発明による基地局送信器の他の例を示す図である。

【図 25】 図 24 の基地局送信器に対応した端末受信器を示す図である。

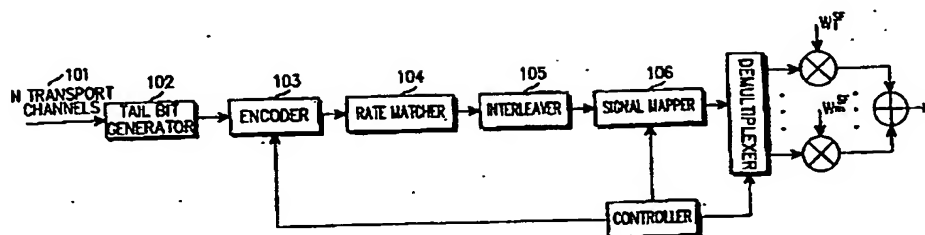
【符号の説明】

102	テールビット生成器
103	符号器
104	レートマッチング器
105	インタリーバ
106	信号変換器
701	使用者データ及び EQS
702	符号器
703	レートマッチング部
704	拡散器
705、707	乗算器
706	合計器
708	変調器
711	TPC
712	Pilot
713	TFCI
714	FBI
715、724	多重化器
716、725	拡散器
717、718、726	乗算器
721	ACK/NACK
722	BCI
723	CQI
801	基地局アンテナ
802	RF部
803	復調器
804	乗算器
805、806、807	逆拡散器
808、811、812	乗算器
809	復号器
813	逆多重化器
814	パイロット信号
815	TPC
816	TFCI
817	FBI
818	チャネル推定器
819、822	逆多重化器
821	乗算器
823	ACK/NACK
824	BCI
825	CQI
2001、2003	信号
2005、2017	フィンガー
2007	逆多重化器
2009、2015、2019	情報
2011	HS-DSCH指示者
2013	無線経路結合器(Radio link combiner)
2201	データ

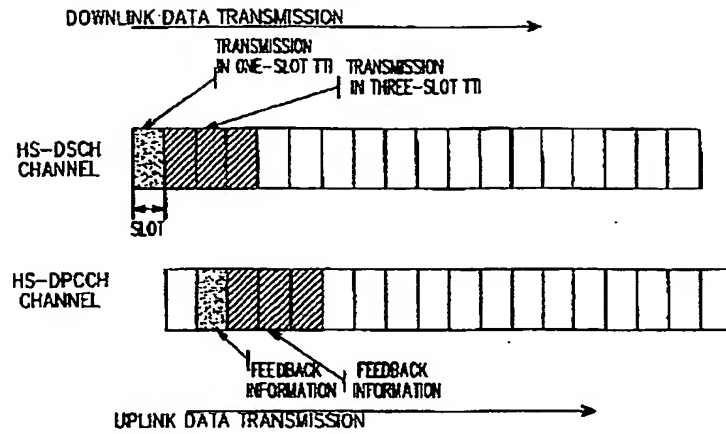
2203 符号器
 2204 レートマッチング部
 2205 HS-DSCH指示者
 2207 TFCI
 2209 Pilot
 2211 TPC
 2213 多重化器
 2215、2217 直/並列変換器
 2219、2221 拡散器
 2220、2222、2227、2229 乗算器
 2223、2225 スクランプラー
 2231 合計器
 2233 変調器
 2235 RF部
 2237 アンテナ
 2251、2253 加算器
 2301 順方向データ
 2302 復号器
 2304 HS-DSCH指示者
 2305 TFCI
 2306 Pilot
 2307 TPC
 2308、2314 逆多重化器
 2309 並/直列変換器
 2310、2322 チャネル補償器
 2311、2321 逆拡散器
 2312、2317 コンプレックスサ(complexer)
 2313、2316 デスクランプラー
 2318 復調器
 2319 RF部
 2320 アンテナ
 2323 並/直列変換器
 2324 HS-DSCH制御情報
 2341 チャネル推定器
 2401 データ

2403 符号器
 2404 レートマッチング部
 2405 HS-DSCH指示者
 2407 TFCI
 2409 Pilot
 2411 TPC
 2413 多重化器
 2415 直/並列変換器
 2419、2439 拡散器
 2420、2429、2440、2442 乗算器
 2431 合計器
 2433 変調器
 2435 RF部
 2437 アンテナ
 2438 直/並列変換器
 2441 スクランプラー
 2451 合計器
 2453、2455 加算器
 2501 順方向データ
 2503 復号器
 2507 TFCI
 2509 Pilot
 2511 TPC
 2513、2535 逆多重化器
 2515 HS-DSCH指示者情報
 2517、2519 並/直列変換器
 2521、2523、2543 チャネル補償器
 2525、2527 逆拡散器
 2529、2531 コンプレックスサ
 2533、2549 デスクランプラー
 2537 チャネル推定器
 2539 HS-DSCH制御情報
 2551 復調器
 2553 RF部
 2555 アンテナ

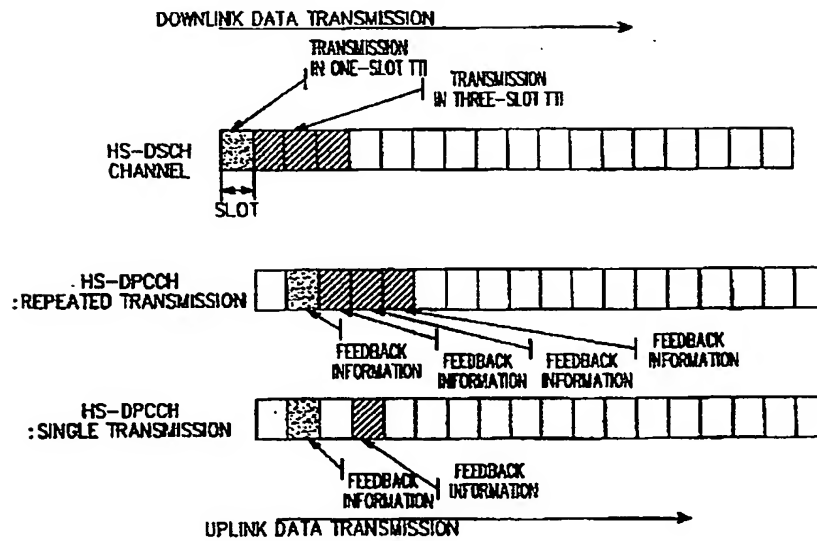
【図1】



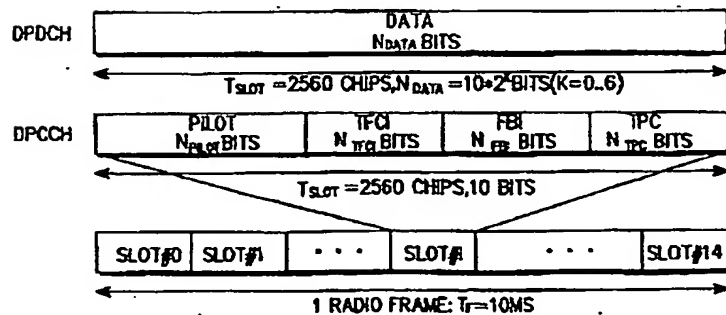
【図2】



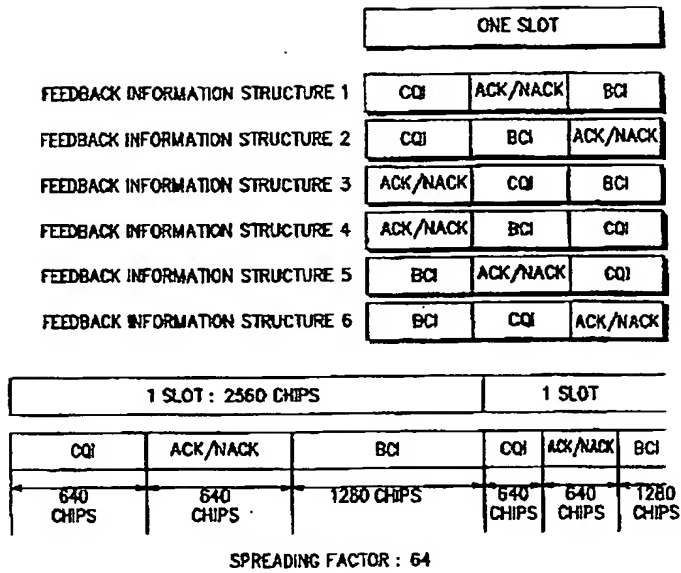
【図3】



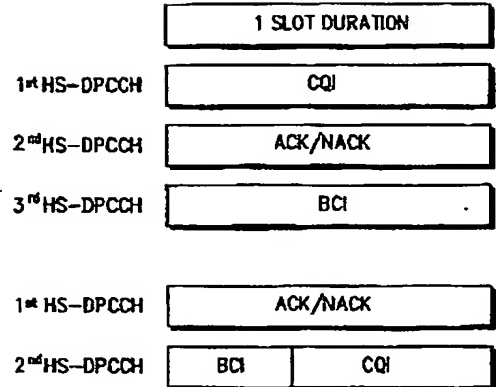
【図9】



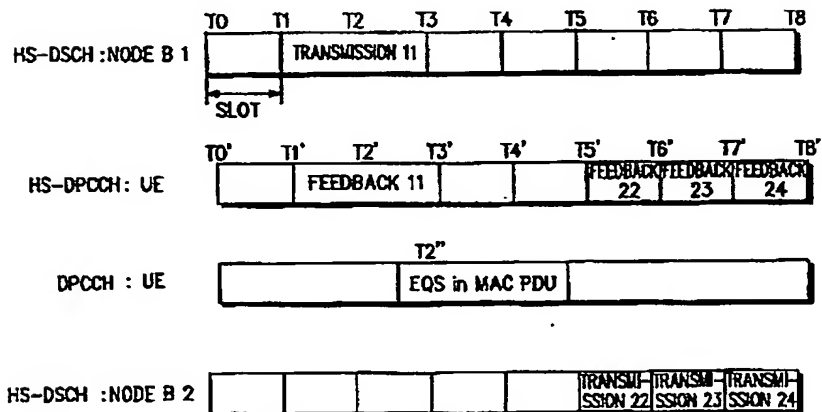
【図 4】



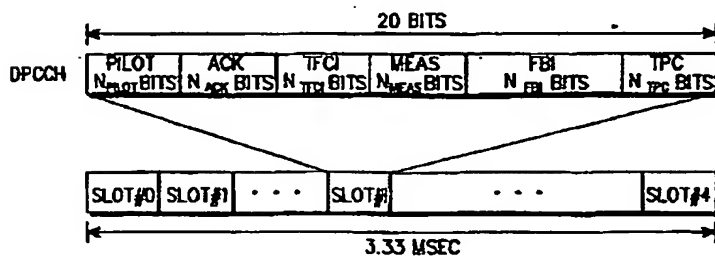
【図 5】



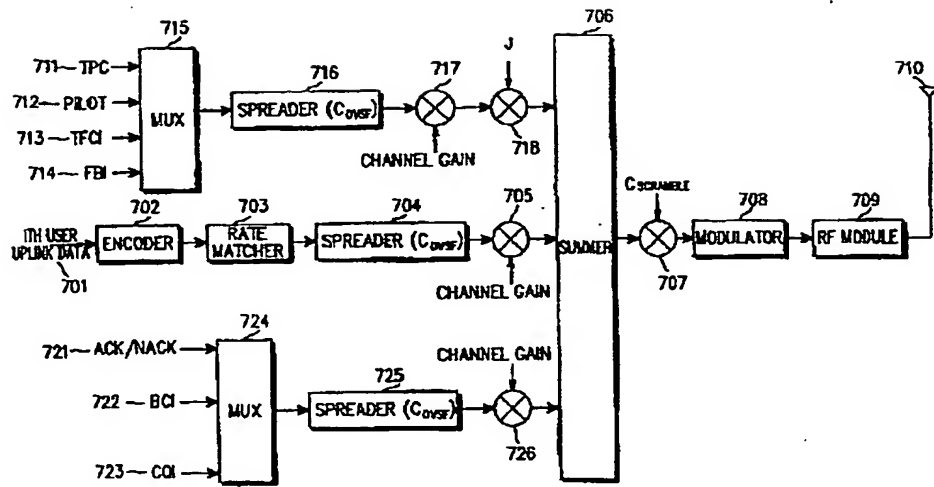
【図 6】



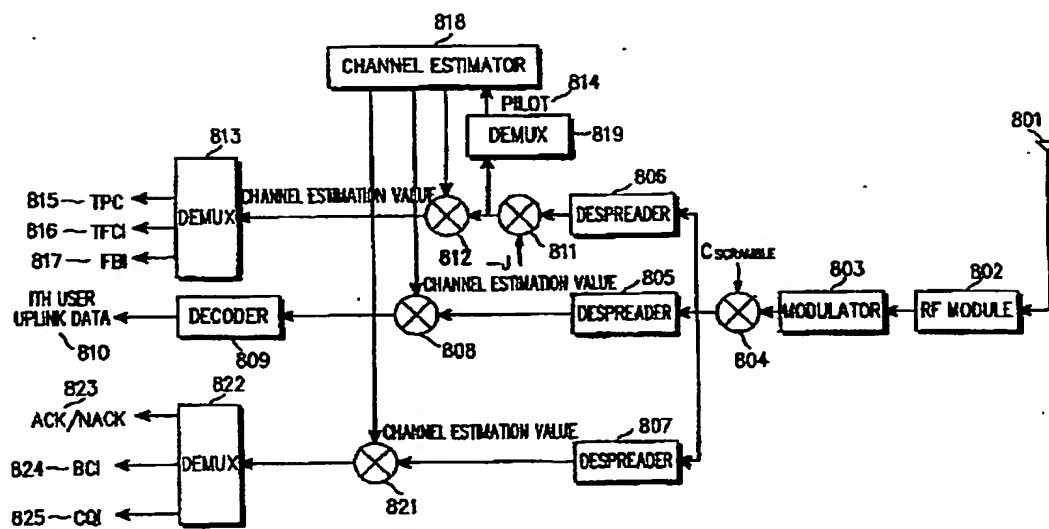
【図 10】



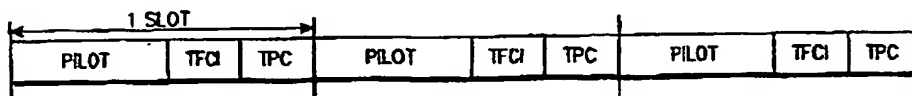
【図 7】



【図 8】



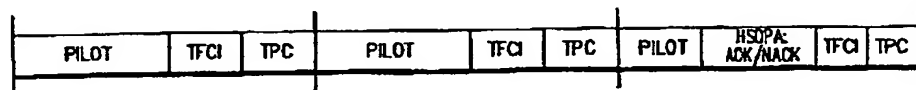
【図 11A】



【図11B】



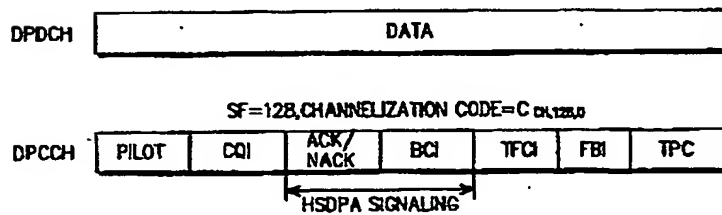
【図11C】



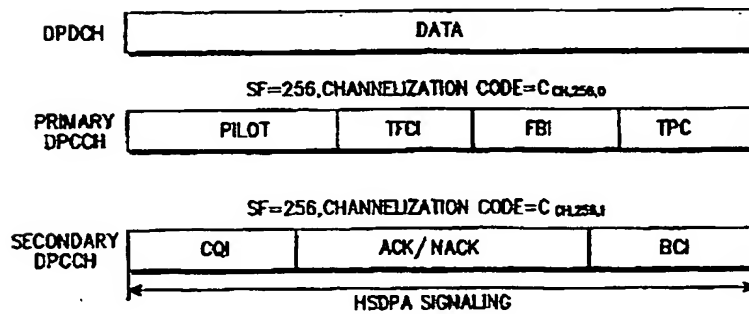
【図11D】



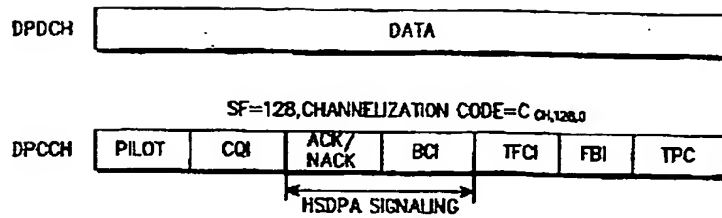
【図12A】



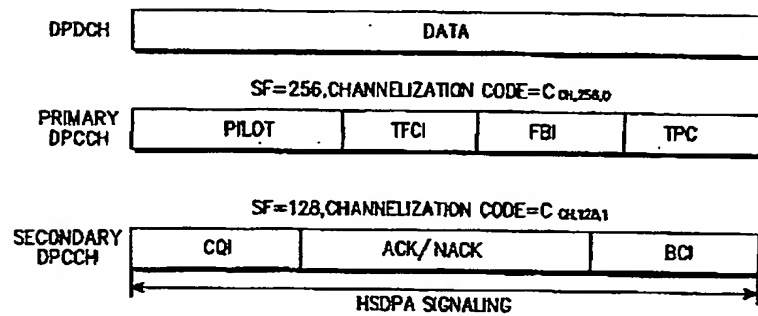
【図12B】



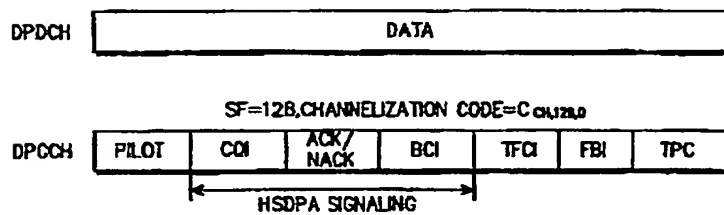
【図13A】



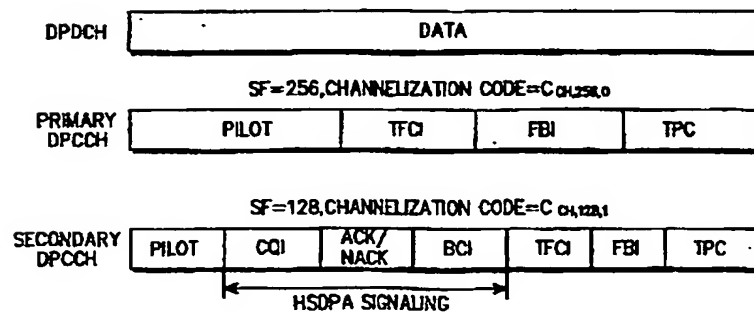
【図13B】



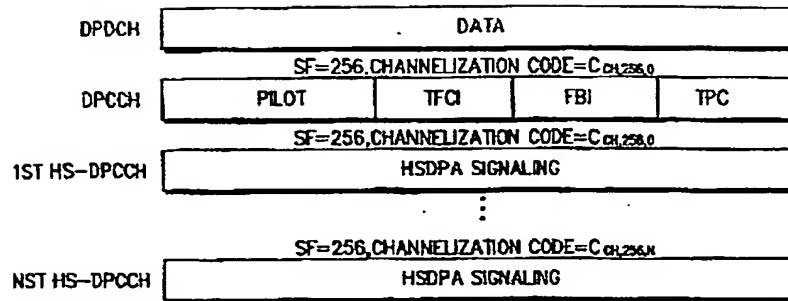
【図14A】



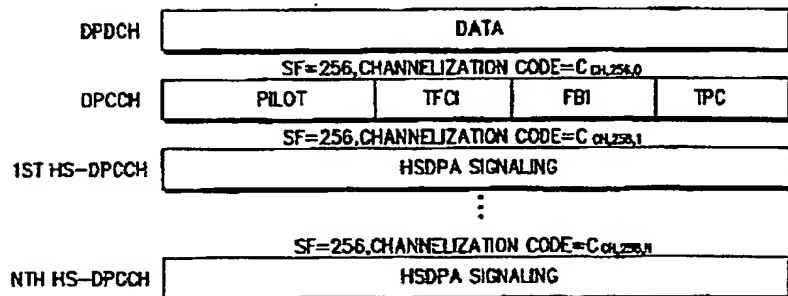
【図14B】



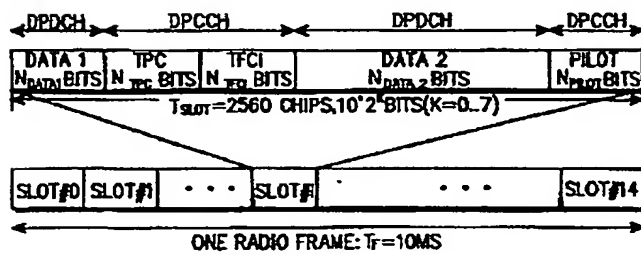
【図15A】



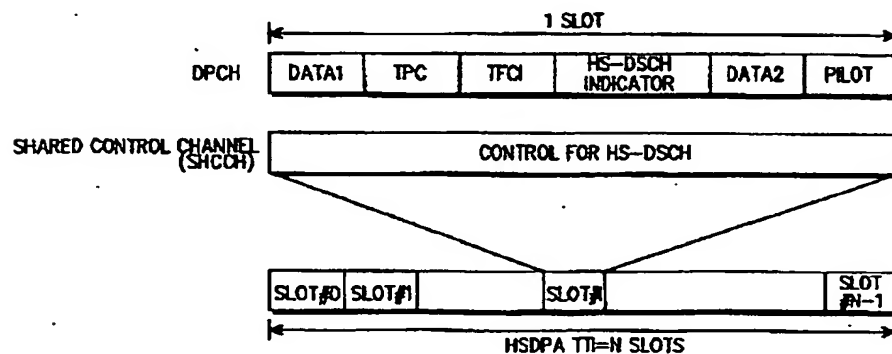
【図15B】



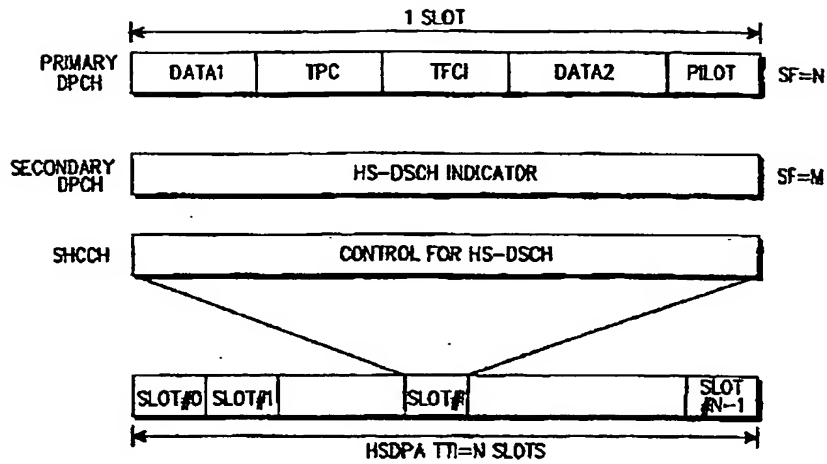
【図16】



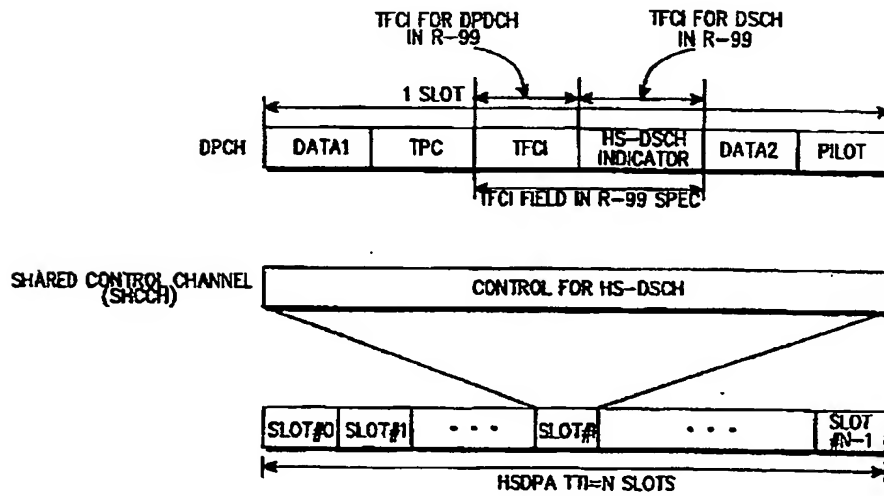
【図17】



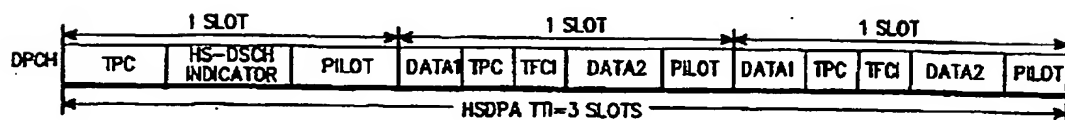
【図 18】



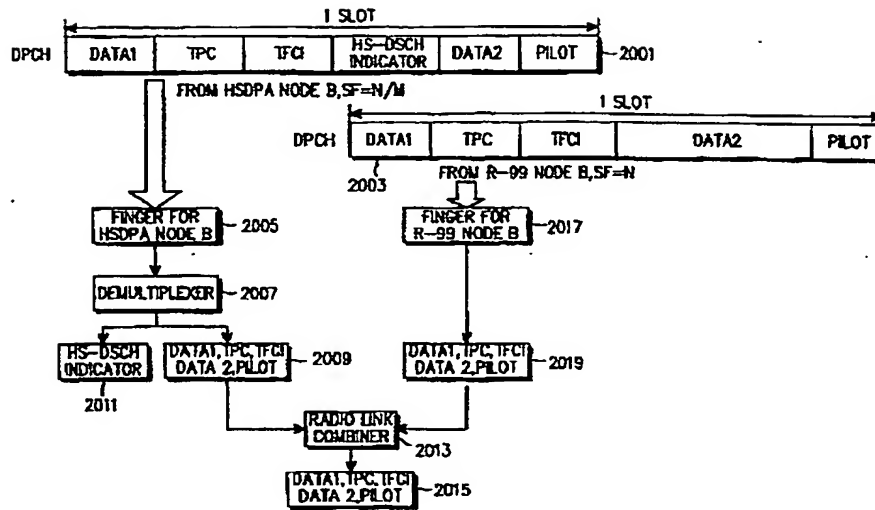
【図 19】



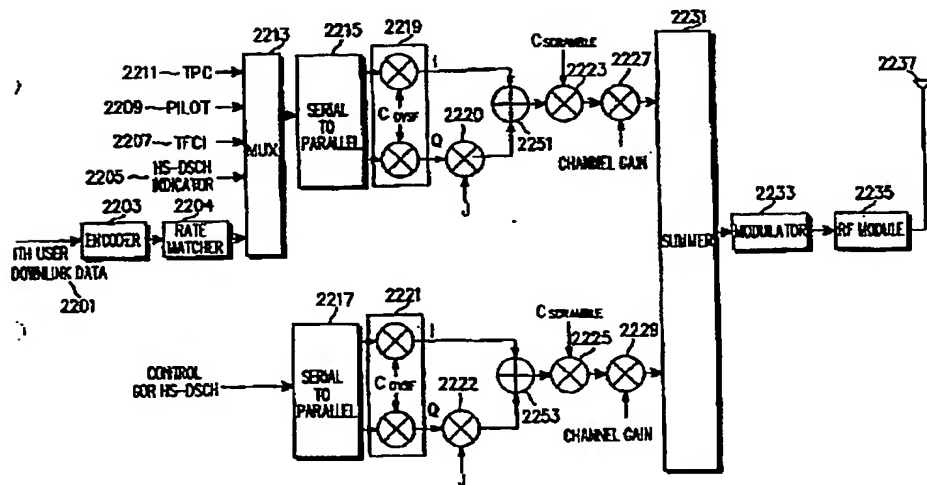
【図 21】



【図 20】



【図 22】




2307—TPC
2306—PILOT
2305—TFCI
2304—HS-DSCH INDICATOR
2302
ITH USER DOWNLINK DATA 2301
DEMUX
PARALLEL TO SERIAL
CHANNEL COMPENSATOR
CHANNEL ESTIMATION VALUE
Q
I
I
Q
CHANNL ESTIMATOR 2341
CHANNEL ESTIMATION VALUE
Q
I
2322
2323
PARALLEL TO SERIAL
CHANNEL COMPENSATOR
I
Q
C over
Q
I
Q
COMPLEX TO I AND Q STREAMS
C SCRAMBLE
2313
2318
2319
DEMODULATOR
RF MODULE
2314
DEMUX
PILOT
I
Q
2311
2312
COMPLEX TO I AND Q STREAMS
C SCRAMBLE
2316
2317
COMPLEX TO I AND Q STREAMS
C SCRAMBLE
2321
C over
Q
I
Q
DESPREADER
2324
CONTROL FOR HS-DSCH


The diagram illustrates a receiver system architecture. It starts with an antenna (2437) receiving a signal. This signal is split into two main processing paths. The first path, for HS-DSCH, involves a serial-to-parallel converter (2438), followed by two multipliers (2439, 2440) that use channel estimates (C_{HSF}, C_{HSF}) to process the signal. The results are summed (2453) and then passed through a channel gain block (2441) and a channel gain multiplier (2442). The second path, for TFCI, involves a serial-to-parallel converter (2415), followed by two multipliers (2419, 2420) that use channel estimates (C_{HSF}, C_{HSF}) to process the signal. The results are summed (2455) and then passed through a channel gain block (2421) and a channel gain multiplier (2429). The outputs of both paths are summed (2431) and then passed through a modulator (2433) and a demodulator (2435) to produce the final output (2437). The diagram also shows a control path for HS-DSCH (2414) and a control path for TFCI (2401).

experience — biographic data


Also published as:

 JP4022424 (B2)

 EP1248485 (A1)

 EP1248485 (B1)

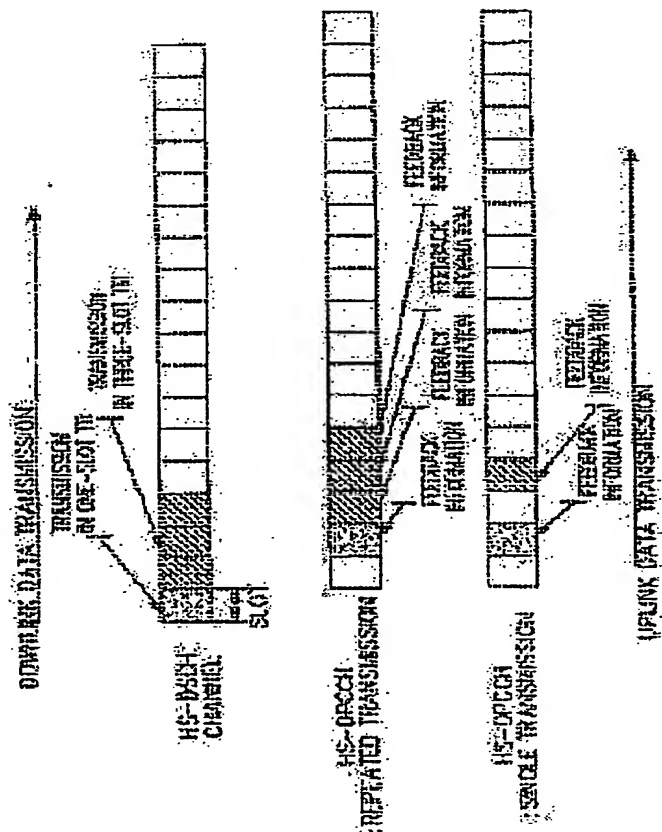
 US2002141367 (A1)

 US7372836 (B2)

Application number: JP20020101845 20020403

Priority number(s): KR20010019697 20010403; KR20010028169 20010522

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide equipment and a method for constituting at least one physical channel in the reverse direction in the configuration of a control channel in an reverse direction, a channel in a code division multiplexing system for each control channel, and a reverse control channel for transmission, by classifying the characteristics of a signal to be transmitted via each physical channel in the reverse direction.; **SOLUTION:** The method for transmitting high-speed packet data to a terminal machine by the base station of the code division multiplex connection mobile communication system comprises a process for transmitting an exclusive physical channel signal including a pilot signal, a transmission format combination indicator bit, a forward-direction power control command signal, exclusive channel data, and high-speed packet data display information for specifying a common control channel, and a process for transmitting the high-speed packet data through the common control channel, where control information required for reception by the terminal is specified, and a process for transmitting the high-speed packet data through a high-speed physical common channel which is diffused by a diffusion code included in control information.



Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide